

PRAKTYCZNY

ISSN 1232-2628

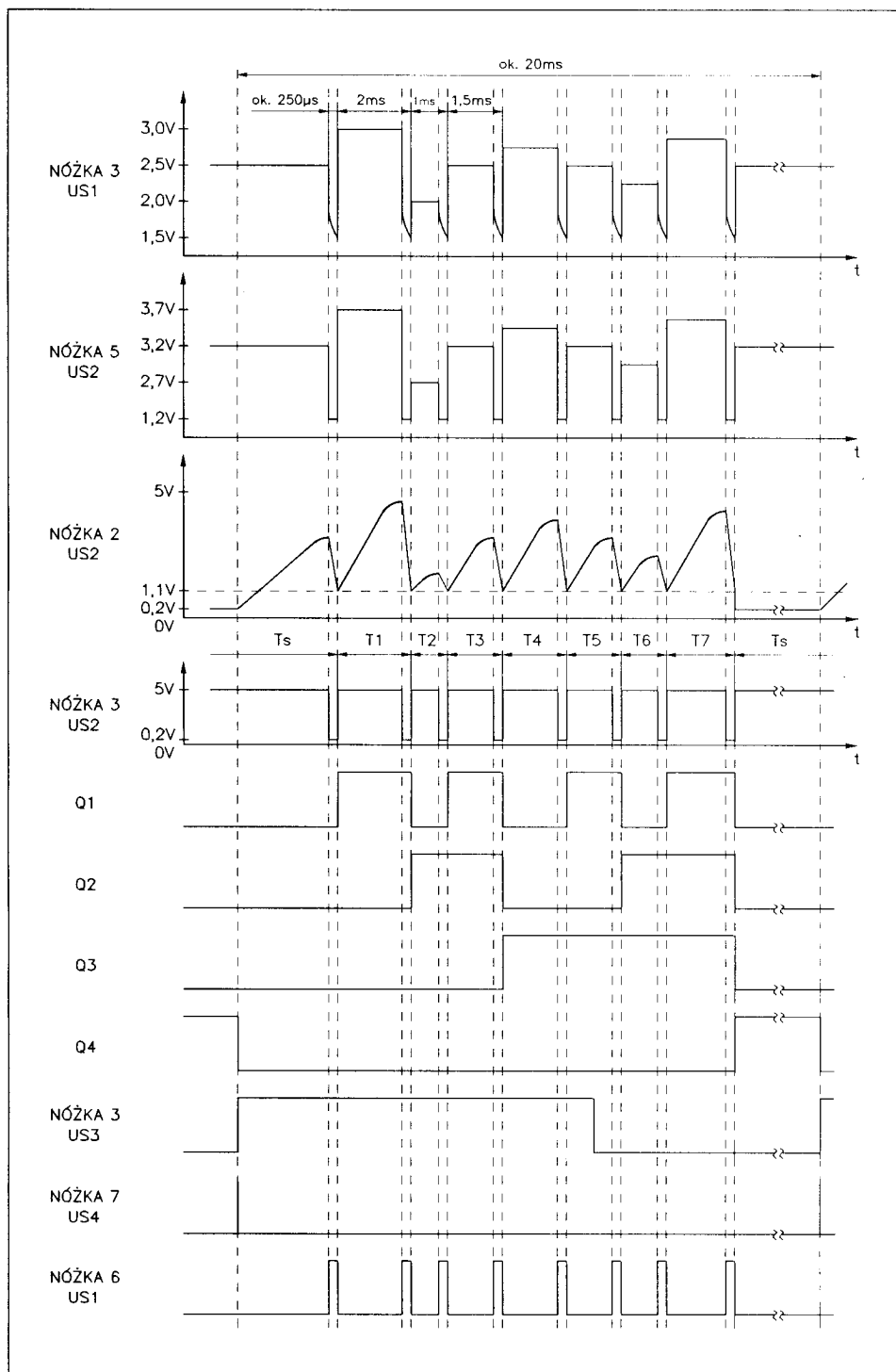
ELEKTRONIK

cena 2,40 zł (24000 zł)

styczeń
nr 1 '96

Dokończenie tekstu ze str. 35

Należy dodać, że w pierwszej fazie generacji impulsu dioda D1 jest zatkana, zatem rezystor R16 nie ma wpływu na wartość napięcia doprowadzanego do wejścia 5 układu.



Rys. 4 Oscylogramy napięć w układzie szyfratora

Przyjęte rozwiązanie gwarantuje rozładowanie kondensatora C19 do jednakowej wartości napięcia, bez względu na napięcie doprowadzane z manipulatora. Można wykazać, że czas generacji impulsu będzie proporcjonalny do napięcia doprowadzanego

do wejścia modulującego. Wraz ze wzrostem napięcia modulującego czas ładowania będzie się wydłużał. Przy przyjętych wartościach elementów zmiana czasu rozładowania kondensatora jest niewielka i wynosi ok. 250 µs.

W chwili kiedy kondensator zostanie rozładowany kończy się cykl generacji pierwszego impulsu. Wyjście tajmera US2 zmienia swój stan na wysoki. Narastające zbocze impulsu wyjściowego powoduje zmianę stanu licznika US4 na 0010. Tym samym do wejścia tajmera US2 zostanie doprowadzone napięcie z wejścia WE2. Stan wysoki na wyjściu tajmera US2 odblokuje wejście INHIBIT multiplexera. W ten sposób rozpoczyna się cykl generacji drugiego impulsu.

Dzieje się tak przez kolejnych siedem impulsów, do czasu gdy licznik zostanie ustawiony w stan 1000. Jedynka logiczna, która wtym stanie występuje na wyjściu Q4 licznika wysterowuje tranzystor T5, który z kolei zwiera kondensator C19 do masy. Uniemożliwia to dalszą generację impulsów przez układ tajmera T2. Przez cały czas zablokowania tajmera US2 jego wyjście jest w stanie wysokim. Tajmer jest zablokowany aż do chwili, gdy drugi generator zbudowany na układzie US3 nie wyzeruje licznika US4. Okres pracy tego generatora wynosi ok. 20 ± 2 ms. Licznik zerowany jest krótką dodatnią szpilką wytwarzaną przez układ różniczkujący C24, R22.

Dokończenie tekstu w następnym numerze

PRAKTYCZNY ELEKTRONIK

STYCZEŃ nr 1/96

SPIS TREŚCI

Zasilacz 6÷20 V/1,5 A, +5 V/2 A z woltomierzem i amperomierzem 3 i 1/2 cyfry – dokończenie.....	4
Cyfrowy odczyt częstotliwości stacji UKF.....	9
Zakłócenia i ich redukcja cz. 9.....	14
Dodatkowe światło STOP w samochodzie.....	18
Echo i pogłos elektroniczny.....	20
Mikroprocesorowy miernik częstotliwości cz. 4.....	27
Siedmiokanałowa aparatura do zdalnego sterowania.....	33

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym w terminie do trzech tygodni. Nie przyjmujemy zamówień telefonicznych. Koszt wysyłki wynosi: 5,00 zł (50.000 zł) bez względu na kwotę pobrania. W sprzedaży wysyłkowej dostępne są archiwalne numery „Praktycznego Elektronika”: 3/92; 1/94; 11/94; 1-12/95. Cena jednego egzemplarza 2,40 zł (24.000 zł) plus koszty wysyłki. Kserokopie artykułów i całych numerów, których nakład został wyczerpany, wysyłamy w cenie 1,00 zł (10.000 zł) za pierwszą stronę, za każdą następną 0,20 zł (2.000 zł) plus koszty wysyłki.

Zamówienia na płytki drukowane prosimy przysyłać na kartach pocztowych, lub kartach zamówień zamieszczonych w PE 7/95, PE 8/95, 1/96.

Wydawca — ARTKELE, Zielona Góra

Ogłoszenia i reklamy

Ogłoszenia można nadsyłać listownie na adres redakcji załączając dowód wpłaty należności za ogłoszenie na konto:

ARTKELE — WYDAWNICTWO TECHNICZNE

ul. Jaskółcza 2/5 65-001 Zielona Góra

KOMUNALNY BANK SPÓŁDZIELCZY, Zielona Góra

997283-102847-2541

Ceny:

– 1 cm² ogłoszenia ramkowego – 2,40 zł (24.000 zł) + 22% VAT
(najmniejsze ogłoszenie 20 cm²)

– ogłoszenia drobne do 40 słów – 1,20 zł (12.000 zł) + 22% VAT

Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności za treść reklam i ogłoszeń.

Adres redakcji:

„Praktyczny Elektronik”

ul. Jaskółcza 2/5

65-001 Zielona Góra

tel. niestety czasowo brak telefonu

Red. Naczelny mgr inż. Dariusz Cichoński

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo do skracania i adiustacji nadesłanych materiałów i artykułów.

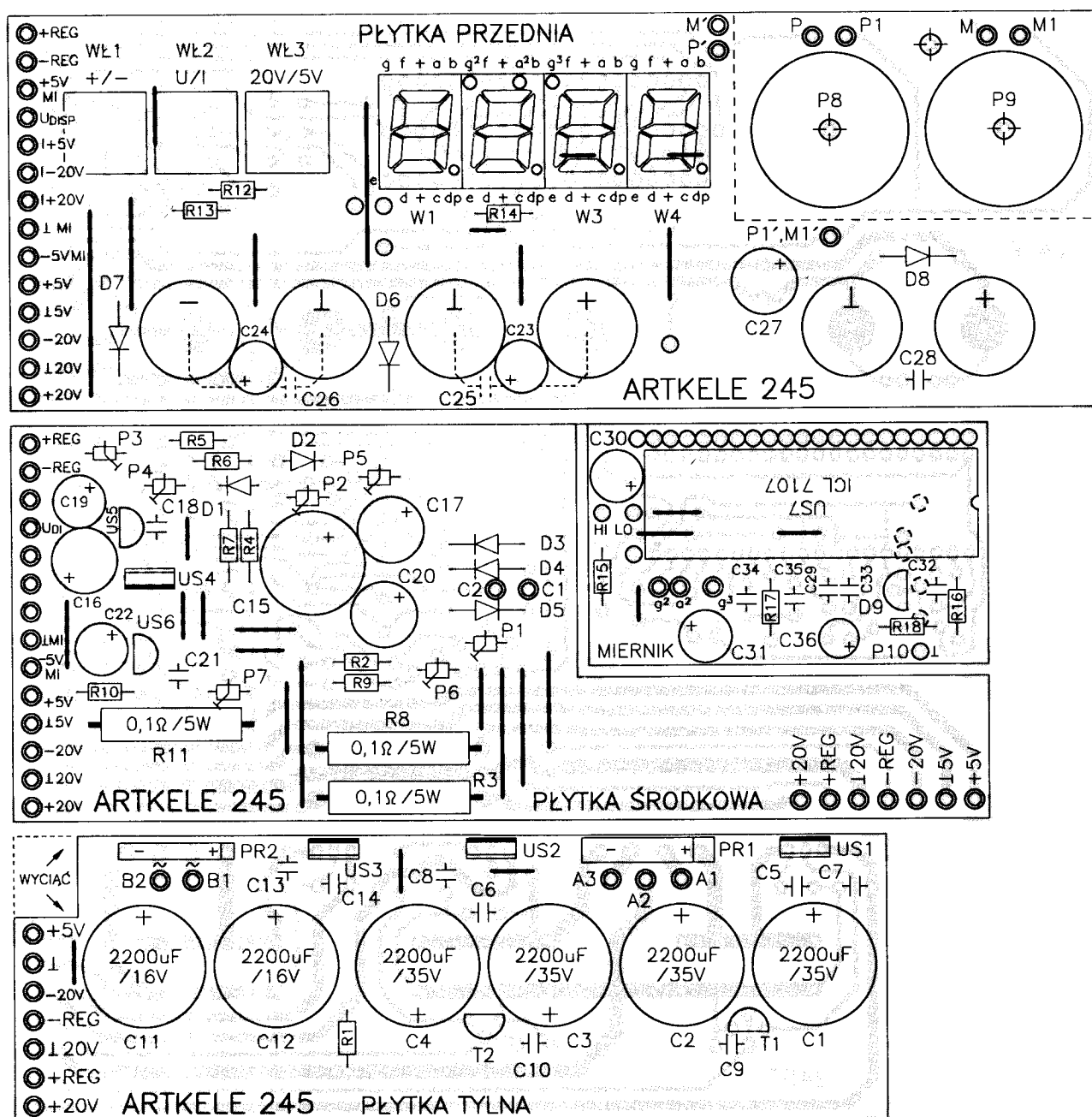
Opisy układów elektronicznych i urządzeń zamieszczonych w „Praktycznym Elektroniku” mogą być wykorzystane wyłącznie dla własnych potrzeb. Wykorzystanie ich do celów zarobkowych i innych wymaga zgody autora artykułu. Przedruk całości lub fragmentów „Praktycznego Elektronika” możliwy jest po uzyskaniu zgody redakcji.

Zasilacz $\pm 6 \div 20$ V/1,5 A, +5 V/2 A, z woltomierzem i amperomierzem 3 i 1/2 cyfry – dokończenie

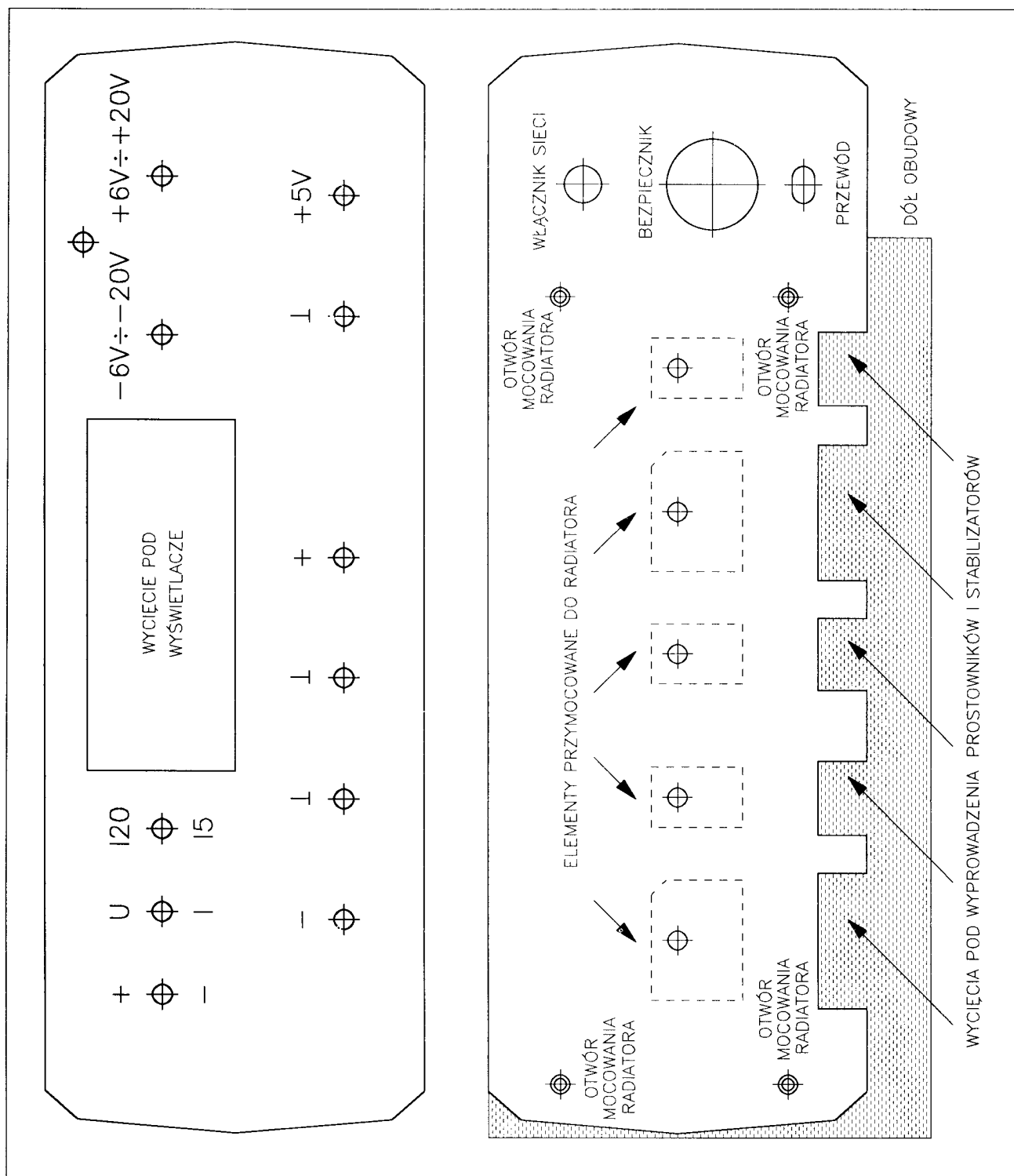
Następnie na szpulce z której odwinięto uzwojenie nawijamy 45 zwojów drutem w emalii DNE ϕ 0,8 mm (kierunek nawinięcia dowolny). Potrzebny do tego jest odcinek drutu o długości 7,2 m. Początek uzwojenia przylutowujemy do wolnej końcówki transformatora, a pozostały odcinek przekładamy przez szpulkę układając zwoj przy zwoju i dobrze naciągając drut nawojowy. Należy zwrócić uwagę, aby nie załamać drutu, ani nie skaleczyć delikatnej izolacji. Prawidłowo nawinięty drut

mieści się w jednej warstwie. Nawinięte w taki sposób uzwojenie zabezpiecza się folią zdjętą z usuniętych wcześniej uzwojeń. Napięcie na nowym uzwojeniu przy biegu jałowym powinno wynosić ok. $8 \div 10$ V.

Kolejną czynnością jest zamontowanie na radiatorze układów scalonych i prostowników. Pod układy US1÷US3 wkłada się podkładki mikowe i przykręca śrubą M2,5 przez specjalną tulejkę plastikową. Miejsca styku układów z podkładką mikową i podkładki z radiatorem smaruje się smarem silikonowym.



Rys. 4 Rozmieszczenie elementów



Rys. 5 Rozmieszczenie otworów w płycie: a) czołowej, b) tylnej i radiatorze; skala 1:1

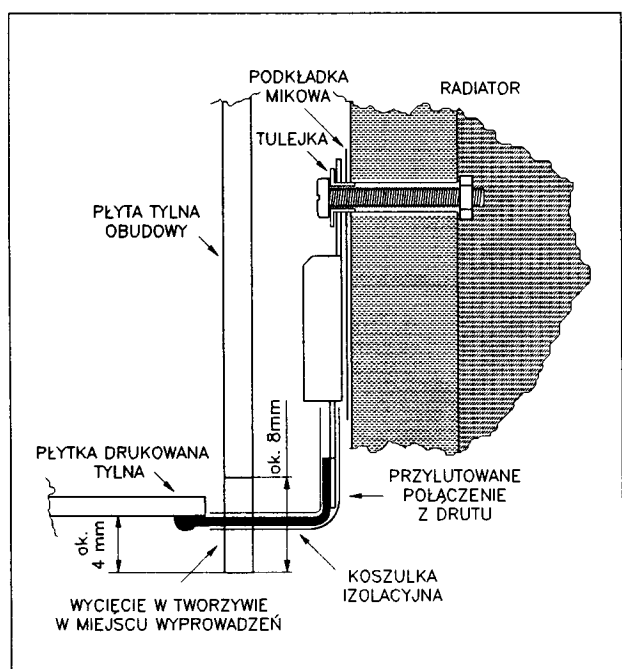
Po przykręceniu układów do radiatora należy sprawdzić omomierzem, czy ich obudowy są odizolowane od radiatora. Do nóżek elementów umieszczonych na radiatorze przylutowuje się odcinki drutu odizolowanego $\phi 0,8$ mm i nakłada na nie koszulki izolacyjne. Do płyty tylnej przykręca się wyłącznik sieciowy i gniazdo bezpiecznikowe. Płytę tylną przykręca się do radiatora za pośrednictwem tulejek dystansowych o długości ok. 10 mm. Następnie można zamontować wszystkie elementy na płycie tylnej. W otwory A1, A2, A3, B1, B2 wlotowuje

się przewody w izolacji (linka) o przekroju $0,75 \text{ mm}^2$ i długości ok. 20 cm. Tak zmontowaną płytkę można połączyć z elementami na radiatorze w sposób pokazany na rysunku 6. Dolna płaszczyzna płytki drukowanej powinna być umieszczona ok. 4 mm powyżej dolnej krawędzi płyty tylnej obudowy.

Po zmontowaniu całego bloku tylnego można przystąpić do montażu płytki środkowej. Stabilizator US4 znajdujący się na tej płytce nie wymaga stosowania radiatora. Do punktów C1 i C2 płytki przylutowuje

się dwa przewody o długości ok. 20 cm. Zmontowaną płytkę środkową można teraz połączyć z płytką tylną siedmioma zworkami z drutu ϕ 0,8 mm. Płytkę środkową umieszczona jest prostopadle do płytki tylnej, tak jak pokazano to na rysunku 7.

Na tym etapie można już sprawdzić działanie fragmentu układu. W tym celu należy prowizorycznie połączyć zasilanie sieciowe transformatora, a wyjścia +REG i -REG płytki środkowej zwiera się z "masą" 20 V. Podłączając kolejno zasilania do stabilizatorów, sprawdzamy czy na wyjściach płytki środkowej U_{DISP} , +5 V MI, -5 V MI, +5 V, +20 V, -20 V występują właściwe napięcia. Na wyjściach +20 V i -20 V wartość napięcia powinna wynosić ok. 6 ± 1 V.



Rys. 6 Połączenie płytki tylnej z radiatorem

Kolejnym etapem prac jest zamontowanie na płycie czołowej obudowy zacisków laboratoryjnych i przełączników WŁ1÷WŁ3. W oczka lutownicze przełączników wkłada się odcinki drutu ϕ 0,4 mm, długość ok. 8 cm, końce drutu umieszczone w oczkach zagina się i lutuje.

Jeżeli potencjometry P8 i P9 mają długie wałki, to przykręca się je do płytki przedniej. Wyprowadzenia potencjometrów łączy się krótkimi przewodami z punktami P, P1 i M, M1. Jeżeli w prostokątny otwór wskazane jest wkleić kolorowy filtr wykonany z zabarwionej folii, lub cienkiej płytki barwionego pleksiglasu.

Pozostałe elementy, za wyjątkiem kondensatorów C26 i C26, montuje się na płycie przedniej. Następnie obie płytki składa się razem, przewody przylutowane do przełączników wprowadza się kolejno do odpowiadających im otworów w płycie drukowanej. Tak samo należy wprowadzić końce zacisków laboratoryjnych w płytkę przednią. Pozostaje jeszcze zamontowanie śrubki M3 łączącej płytę czołową z płytką przednią. Na śrubkę nakłada się tulejkę dystansową o długości ok. 10 mm. Po

dokładnym ustawieniu płytki przedniej względem płyty czołowej można przylutować przewody wyprowadzone z przełączników i zaciski laboratoryjne. Jeżeli zaciski mają zbyt krótkie wyjścia można przedłużyć je odcinkami grubego drutu ϕ 2 mm.

W przypadku gdy potencjometry P8 i P9 posiadają krótkie wałki, trzeba przykręcić je do płyty czołowej. Wprowadzenia potencjometrów łączy się wtedy z punktami P', M', P1'M1'.

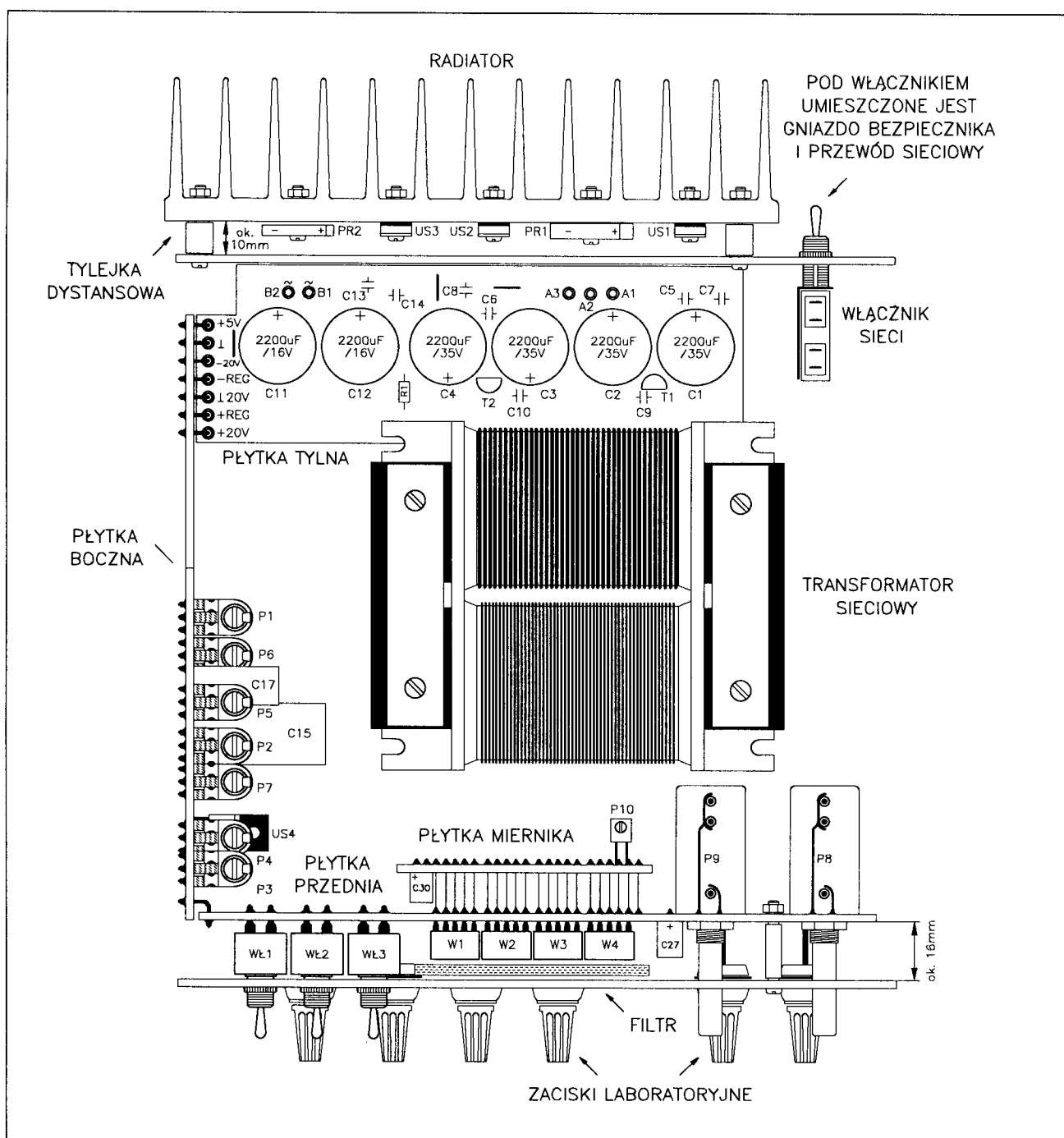
Następnie należy przylutować od strony druku 21 odcinków drutu o długości ok. 10 cm ϕ 0,4 mm do szeregu otworów umieszczonych pomiędzy nóżkami wyświetlaczy. Oprócz przylutowuje się jeszcze 3 odcinki drutu do pól lutowniczych umieszczonych w lewym dolnym narożniku wyświetlacza i 1 drut do punktu znajdującego się po prawej stronie zacisku +20 V (patrząc od przodu zasilacza). Przylutowane druty będą służyły do połączenia płytki miernika z płytką przednią.

Na płycie miernika montuje się wszystkie elementy za wyjątkiem potencjometru P10. Dioda referencyjna D9 posiada obudowę z trzema wyprowadzeniami, identyczną jak tranzystory BC 238. Ponadto w otwory g^2 , a^2 , g^3 wlutowuje się trzy przewody izolowane o długości ok. 5 cm. Tak przygotowaną płytkę można połączyć z płytką czołową wkładając odpowiednie druty w płytkę miernika. Strona elementów płytki miernika powinna być przy tym zwrócona do przodu zasilacza. Po wyrównaniu położenia płytki miernika można przylutować wszystkie druty. Należy zwrócić uwagę, aby lutowanie odbywało się krótko. W przeciwnym razie rozgrzane druty mogą się odlutować od płytki przedniej. Na koniec łączy się końce przewodów g^2 , a^2 , g^3 z odpowiednimi polami lutowniczymi na płycie przedniej, znajdującymi się bezpośrednio na nóżkach wyświetlaczy W2 i W3, w górnym rzędzie. Pola te są wyraźnie wydłużone.

Ostatnią czynnością jest przylutowanie potencjometru P10 do płytki miernika. Potencjometr przylutowany jest po stronie druku do pól lutowniczych zaznaczonych linią przerywaną (patrz rys. 4). Pozostaje jeszcze przylutowanie kondensatorów C25 i C26 na płycie przedniej.

Zmontowane blok radiatora, płytki tylnej i bocznej należy umieścić w obudowie. Radiator jest dłuższy od obudowy i będzie wystawał z dołu. Jednakże po przykręceniu nóżek nie będzie to niczemu przeszkadzać. W obudowie umieszcza się także kompletny blok przedni z płytą czołową, płytką przednią i płytką miernika. Należy teraz sprawdzić, czy płytki poczna i przednia schodzą się tak jak pokazano to na rysunku 7. Jeżeli płytki nie pasują do siebie, należy płytkę boczną nieco podgiąć. Warto jeszcze sprawdzić czy wszystko pasuje po założeniu górnej części obudowy. Jeżeli wszystko wypadło pomyślnie można wyjąć oba bloki, i po położeniu płasko na stole można przystąpić do połączenia ich odcinkami drutu ϕ 0,8 mm, tak jak pokazano to na rysunku 7.

Przed końcowym montażem transformatora i bloków w obudowie pozostaje jeszcze sprawdzenie poprawności działania. W tym celu należy prowizorycznie podłączyć transformator do płytki tylnej i bocznej.



Rys. 7 Rozmieszczenie płytek w zasilaczu

Przełączniki WŁ1÷WŁ3 ustawia się w pozycji górnej, a potencjometry P8 i P9 skręca się w prawo do oporu. Po włączeniu zasilania powinien zaświecić się wyświetlacz. Jeżeli zaświeci się tylko jedynka cyfry pierwszej i kropka dziesiętna, oznacza to że przekroczony jest zakres (nie ma to na razie większego znaczenia). Do zacisków masy i +20 V podłącza się woltomierz cyfrowy. Regulując potencjometrem P2 ustawia się wskazania woltomierza na 20,0 V. Następnie skręca się potencjometr P8 w lewo do oporu i regulując potencjometrem P3 ustawia się wskazania woltomierza na 6,00 V. Czynności te należy powtórzyć kilkakrotnie, tak aby uzyskać pełny zakres regulacji 6,00÷20,0 V potencjome-

trem P8. Podobnie przeprowadza się regulację zasilacza -20 V. Przy potencjometrze P9 skręconym w prawo do oporu potencjometrem P5 ustawia się napięcie wyjściowe na wartość -20 V, a przy potencjometrze P9 skręconym w lewo do oporu potencjometrem P4 ustawia się napięcie -6,00 V. Także w tym przypadku czynności te należy powtórzyć kilka razy.

Kolejną czynnością jest regulacja wewnętrznego woltomierza. W tym celu przy przełącznikach WŁ1÷WŁ2 ustawionych w górnej pozycji do pomiędzy masę a wyjście +20 V włącza się woltomierz kontrolny. Potencjometrem P8 ustawia się napięcie wyjściowe na wartość 19,00 V. Regulując potencjometrem P10 należy ustawić

wskazania wewnętrznego woltomierza także na 19,00 V. Można teraz sprawdzić czy wskazania woltomierza wewnętrznego pokrywają się ze wskazaniami woltomierza wzorcowego w całym zakresie napięć. Dopuszczalne są różnice nie przekraczające 0,02 V. Po zmianie położenia przełącznika WŁ1 można sprawdzić wskazania woltomierza dla napięć ujemnych.

Do regulacji amperomierza potrzebny jest rezystor $4 \div 15 \Omega / 30 \text{ W}$, lub urządzenie pobierające stały prąd o wartości ok. $1 \div 1,5 \text{ A}$. Rezystor podłącza się szeregowo z amperomierzem kontrolnym do zacisków masy i zasilacza +20 V. Przełącznik WŁ2 powinien być ustawiony w położeniu dolnym pozostałe w położeniu górnym. Potencjometrem P1 ustawia się wskazania amperomierza wewnętrznego na taką samą wartość jaką pokazuje amperomierz kontrolny. Wskazania amperomierza wewnętrznego wyrażone są w mA. Nie bierze się pod uwagę świecącej kropki dziesiątnej. Jeżeli zakres regulacji potencjometrem P1 okaże się zbyt mały konieczne będzie dobranie wartości rezystora R2. Podobnie reguluje się wskazania amperomierza dla zasilacza -20 V (potencjometr P6, przełącznik WŁ1 i WŁ2 w pozycji dolnej, a WŁ3 w górnej) i dla zasilacza +5 V (potencjometr P7, wszystkie przełączniki w pozycji dolnej).

Jeżeli zasilacz, woltomierz i amperomierz działają poprawnie można włożyć oba bloki do obudowy i wyznaczyć otwory po zamocowaniu transformatora. Transformator jest przykręcony do spodu obudowy na tulejkach dystansowych o długości ok. $15 \div 20 \text{ mm}$ umocowanych do śrub M4 skracających rdzeń. Pomiedzy tulejki i obudowę, oraz obudowę i nakrętki obowiązkowo należy włożyć podkładki. Transformator zachodzi nad płytkę tylną. Po umocowaniu transformatora łączy się przewody sieciowe z włącznikiem zasilania, oraz przewody do poszczególnych zasilaczy.

Wykaz elementów

US1, US4	- LM 7805
US2	- LM 7905
US3	- LM 78S05 (LM 7805)
US5	- LM 78L05 (LM 7805 - patrz opis w tekście)
US6	- LM 79L05 (LM 7905 - patrz opis w tekście)
US7	- ICL 7107
T1	- BC 557B lub dowolny pnp 300 mW $h_{21} \geq 200$
T2	- BC 547B lub dowolny npn 300 mW $h_{21} \geq 250$
D1, D2	- BAVP 17÷21 (1N4148)
D3÷D8	- BYP 401-50÷1000 (1N4001÷4007)
D9	- LM 385BZ (ICL 8069)
PR1, PR2	- GBU8B
W1÷W4	- CQV 35 wspólna anoda, zielony
R3, R8, R11	- $0,1 \Omega / 5 \text{ W}$

R5, R6	- $120 \Omega / 0,125 \text{ W}$
R12	- $510 \Omega / 0,125 \text{ W}$
R14	- $1,5 \text{ k}\Omega / 0,125 \text{ W}$
R1	- $2 \text{ k}\Omega / 0,25 \text{ W}$
R4, R7	- $2,4 \text{ k}\Omega / 0,125 \text{ W}$
R2, R9, R10	- $10 \text{ k}\Omega / 0,125 \text{ W}$
R18	- $15 \text{ k}\Omega / 0,125 \text{ W}$
R17	- $47 \text{ k}\Omega / 0,125 \text{ W}$
R13	- $51 \text{ k}\Omega / 0,125 \text{ W}$
R16	- $100 \text{ k}\Omega / 0,125 \text{ W}$
R15	- $1 \text{ M}\Omega / 0,125 \text{ W}$
P3, P4	- 470Ω TVP 1232
P2, P5	- $2,2 \text{ k}\Omega$ TVP 1232
P1, P6, P7	- $4,7 \text{ k}\Omega$ TVP 1232
P8, P9	- $10 \text{ k}\Omega$ DM 106, DM 107 (dziesięcioobrotowy)
P10	- $47 \text{ k}\Omega$ CT 32 (dziesięcioobrotowy)
C9, C10	- $10 \text{ pF} / 50 \text{ V}$ ceramiczny
C32	- $100 \text{ pF} / 50 \text{ V}$ ceramiczny
C5÷C8, C13,	
C14, C18, C21	- $47 \text{ nF} / 50 \text{ V}$ ceramiczny
C29, C33	- $100 \text{ nF} / 63 \text{ V}$ MKSE-20 a=5
C25, C26,	
C28, C34	- $220 \text{ nF} / 63 \text{ V}$ MKSE-20 a=5
C35	- $470 \text{ nF} / 63 \text{ V}$ MKSE-20 a=5
C36	- $10 \mu\text{F} / 25 \text{ V}$ 04/U
C19, C22	- $22 \mu\text{F} / 50 \text{ V}$ 04/U
C30, C31	- $47 \mu\text{F} / 16 \text{ V}$ 04/U
C16, C23,	
C24, C27	- $100 \mu\text{F} / 25 \text{ V}$ 04/U
C17, C20	- $470 \mu\text{F} / 16 \text{ V}$ 04/U
C15	- $1000 \mu\text{F} / 16 \text{ V}$ 04/U
C11, C12	- $2200 \mu\text{F} / 16 \text{ V}$ 04/U
C1÷C4	- $2200 \mu\text{F} / 35 \text{ V}$ 04/U
B1	- wkładka topikowa 1,6 A WTA/250 V
TR1	- transformator sieciowy TS 90/16 (TS 90/10, TS 90/21, TS 90/11, TS 90/24 patrz opis w tekście)

WŁ,	
WŁ1÷WŁ3	- przełącznik 2-pozycyjny MTS-202
zacisk	- zacisk laboratoryjny 6 szt.
gniazdo bezp.	- gniazdo bezpiecznikowe przykręcane
radiator	- radiator jednostronnie żebrowany wysokość 7,5 cm
podkładka	- podkładka mikowa + tulejka 3 szt.
śruba	- M2,5 3 szt.
nakrętka	- M2,5 3 szt.
płytką drukowaną	numer 245

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 10,43 zł (104.300 zł) + koszty wysyłki.

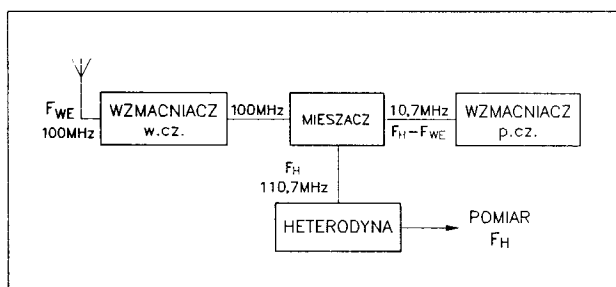
Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO - patrz IV strona okładki.

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

Cyfrowy odczyt częstotliwości stacji UKF

Tłok w eterze robi się coraz większy. Kolejna tura przyznawania koncesji na programy radiowe spowoduje jeszcze większe zagęszczenie stacji nadających na pasmach UKF. Duża liczba nadających stacji sprawia kłopoty z ich identyfikacją. Stąd też powstał pomysł zaprojektowania urządzenia, które umożliwiłoby cyfrowy pomiar częstotliwości odbieranych stacji.

Duża część odbiorników znajdujących się w użytkowaniu nie posiada możliwości cyfrowego odczytu częstotliwości odbieranych stacji. W klasycznych odbiornikach radiowych orientacyjną częstotliwość umożliwia skala ze wskazówką. Rozwiązanie to było dobre w czasach kiedy na falach UKF były nadawane trzy programy Polskiego Radia. W dniu dzisiejszym dokładność odczytu jest niewystarczająca.



Rys. 1 Schemat blokowy fragmentu toru w.cz. i p.cz. odbiornika radiowego dostrojonego do stacji nadającej na częstotliwości 100 MHz

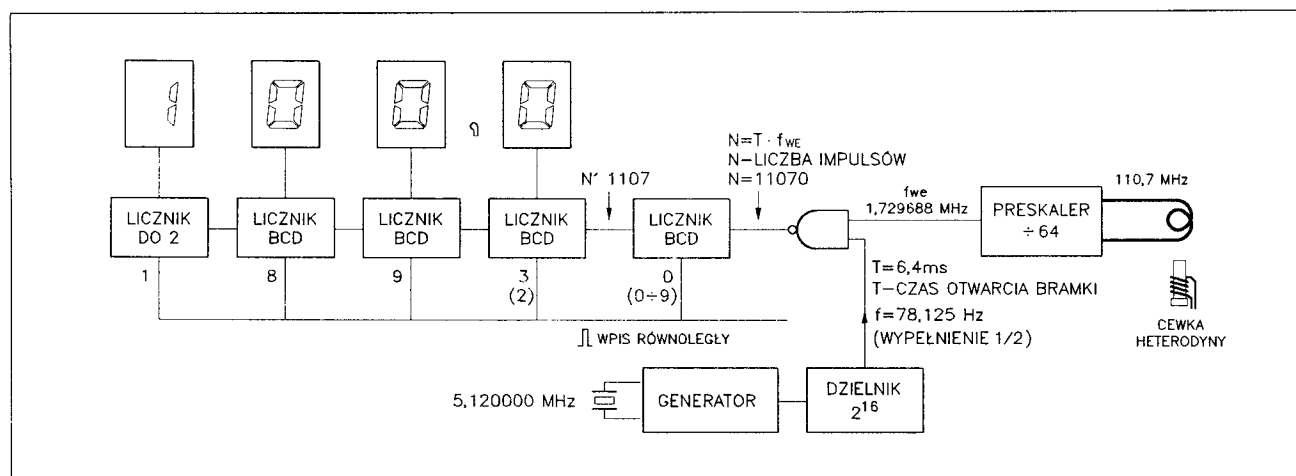
Drugą grupą są odbiorniki z cyfrowym odczytem częstotliwości. W układy takie wyposażone są tylko odbiorniki wyższych klas, a i to nie wszystkie. W grupie tej można wyodrębnić dwa rodzaje rozwiązań technicznych. Pierwszym z nich są radioodbiorniki z syntezą częstotliwości, a drugim odbiorniki z cyfrowym pomiarem częstotliwości. Opisany poniżej układ działa na zasadzie cyfrowego pomiaru częstotliwości heterodyny w głowicy UKF.

Urządzenie do pomiaru częstotliwości można zbudować w oparciu o wyspecjalizowane układy scalone np. LC 7266 (licznik, z dekodernami) i LB 3500 (preskaler). Wadą stosowania układów wysoko specjalizowanych jest trudność w ich zakupie, i co z tym związane ich wysoka cena. Natomiast niewątpliwą zaletą jest niewielka liczba zewnętrznych elementów.

Jak już wcześniej wspomniano odczyt częstotliwości odbieranej stacji odbywa się pośrednio, poprzez pomiar częstotliwości heterodyny. Heterodyna w głowicy UKF pracuje na częstotliwości o 10,7 MHz wyższej niż częstotliwość odbieranej stacji (rys. 1). Różnica częstotliwości jest stała i nie zależy od częstotliwości stacji, która jest odbierana w danej chwili. Dotyczy to obu zakresów UKF CCIR i OIRT. Ważne jest także to, że heterodyna pracuje zawsze, tzn. także w czasie kiedy nie jest odbierana żadna stacja. Częstotliwość 10,7 MHz jest częstotliwością pośrednią odbiornika. Jeżeli odbiornika radiowy dostrojony jest do stacji nadającej na częstotliwości 65,6 MHz, to częstotliwość heterodyny będzie wynosiła 76,3 MHz. Natomiast dla częstotliwości stacji 100,0 MHz częstotliwość heterodyny będzie miała wartość 110,7 MHz.

Z powyższych danych wynika, że dla pomiaru częstotliwości odbieranej stacji wystarczy zmierzyć częstotliwość heterodyny, a następnie od otrzymanego wyniku odjąć wartość 10,7 MHz. Rozumowanie takie prowadzi jednak do skomplikowania układu elektronicznego. Znacznie prościej jest ustawić licznik na wartość o 10,7 MHz mniejszą od stanu zerowego, a następnie zliczyć impulsy doprowadzane z heterodyny. Schemat blokowy układu działającego w ten sposób zamieszczono na rysunku 2.

Na wejściu układu umieszczono preskaler opisany w PE 12/95. Spełnia on funkcję wzmacniacza i wstępnego dzielnika częstotliwości, o stopniu podziału 64. Jeżeli odbiornik dostrojony jest do stacji nadającej na częstotliwości 100 MHz, to jego heterodyna generuje drgania o częstotliwości 110,7 MHz.

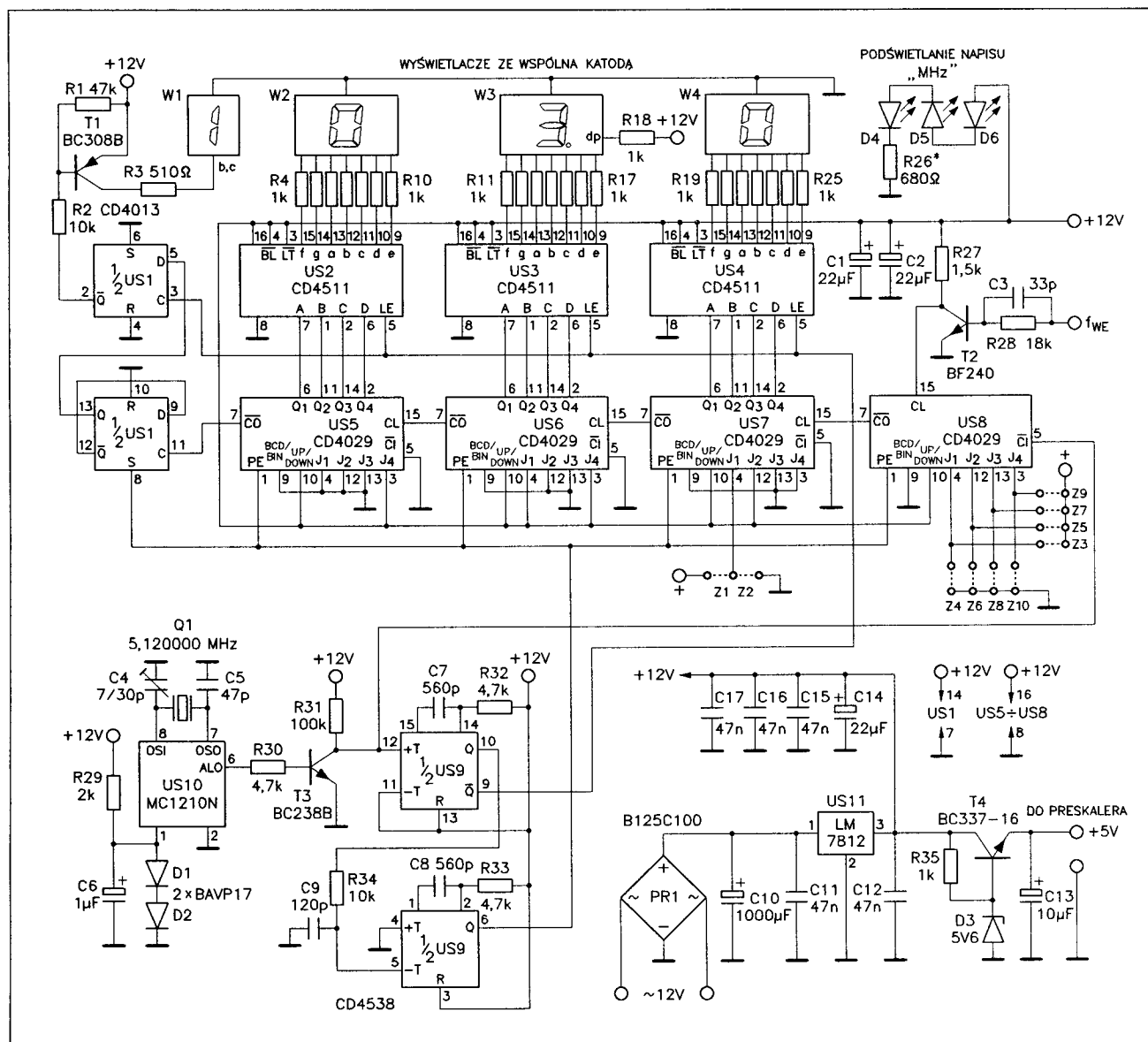


Rys. 2 Schemat blokowy układu do pomiaru częstotliwości odbieranej stacji UKF

Zatem na wyjściu preskalera częstotliwość będzie miała wartość 1,729688 MHz (fwe). Przebieg ten doprowadzony jest do bramki i dalej do zespołu liczników BCD posiadających wejścia wpisu równoległego. Do drugiego wejścia bramki doprowadzono przebieg z generatora wzorcowego 5,120000 MHz. Sygnał z generatora został podzielony przez dzielnik o stopniu podziału 2^{16} . Zatem do bramki doprowadzono przebieg o częstotliwości 78,125 Hz i wypełnieniu 1/2. Tak więc bramka zostaje otwarta na czas 6,4 ms (T). W czasie otwarcia bramki do licznika zostanie doprowadzonych $N = T \cdot f_{we}$ impulsów, czyli w opisywanym przypadku dokładnie 11070. Na chwilę przed otwarciem bramki licznik zostaje ustawiony, za pośrednictwem wejść wpisu równoległego, w stan 18930. Pierwsze 1070 impulsów zmieni stan licznika na 00000. Co prawda do dany liczb 1070 i 18930 daje sumę 20000, lecz ostatni stopień licznika zlicza tylko do 2 i stanem następnym po 1 jest 0. Pozostała część impulsów doprowadzona do licznika w czasie

otwarcia bramki ustawi go w stan 10000. Po zakończeniu cyklu stan licznika zostaje przepisany do dekodów i wyświetlony na polu odczytowym. Wynik podawany jest w MHz, z rozdzielczością 0,1 MHz. Taka dokładność jest w zupełności wystarczająca, gdyż stacje radiowe rozmieszczone są w rastrze 50 kHz (dotyczy to tylko zakresu 88÷108 MHz). W taki sposób zrealizowano odejmowanie stałej wartości 10,7 MHz.

Wartość częstotliwości pośredniej w odbiorniku radiowym zależy od częstotliwości środkowej filtrów ceramicznych w torze p.c.z. Obwody wyjściowe głowicy UKF i demodulator FM dostrojone są do częstotliwości ustalonej przez filtry ceramiczne. Rzeczywista wartość częstotliwości pośredniej odbiornika radiowego może się różnić od 10,7 MHz nawet o ± 100 kHz. W takim wypadku pomiar częstotliwości będzie obciążony błędem. Można temu zaradzić ustawiając licznik na wartość początkową mniejszą, lub większą niż podano to w opisie powyżej.



Rys. 3 Schemat ideowy układu do odczytu częstotliwości odbieranej stacji UKF

Układ umożliwia skompensowanie rozrzutu częstotliwości pośredniej w zakresie ± 100 kHz z rozdzielczością 10 kHz.

Opis układu

Schemat ideowy układu do odczytu częstotliwości odbieranej stacji UKF zamieszczono na rysunku 3. Jako generator częstotliwości wzorcowej zastosowano układ zegara analogowego MC 1210N (US10). Układ posiada dzielnik częstotliwości 2^3 , z wyjściem sygnału alarmu ALO na którym częstotliwość generatora podzielona jest przez 2^{16} . W klasycznej aplikacji zegara analogowego układ zasilany jest napięciem 1,5 V. Dlatego też konieczne było zastosowanie prostego stabilizatora składającego się z dwóch uniwersalnych diod krzemowych D1 i D2. Spadek napięcia na diodach wynosi ok. 1,4 V i jest wystarczający do pracy układu. Zamiast rezonatora zegarkowego 4,194304 MHz zastosowano rezonator o częstotliwości pracy 5,120000 MHz. Warto zapamiętać, że $5120000 = 10000 \cdot 2^9$. Częstotliwość na wyjściu ALO wynosi 78,125 Hz. Amplituda przebiegu jest niewystarczająca do prawidłowego wysterowania układów CMOS, dlatego też zastosowano wzmacniacz T3.

Z kolektora T3 przebieg prostokątny doprowadzony jest do wejścia $\overline{CI}$ licznika 4029 (nóżka 5 US8). Stan niski na wejściu $\overline{CI}$ umożliwia zliczanie narastających zboczy impulsów doprowadzonych do wejścia CL (nóżka 15 US8). Licznik US8 spełnia funkcję wstępnego dzielnika przez 10. Zliczane impulsy doprowadzane są z preskalera (płytki numer 237 PE 12/95). Stopień podziału preskalera powinien być ustawiony na 64. Amplituda sygnałów prostokątnych na wyjściu preskalera wynosi 5 V, dlatego też na wejściu układu zastosowano wzmacniacz T2. Kondensator C3 przyspiesza przełączanie się tranzystora T2, poprawiając tym samym kształt napięcia na jego kolektorze.

Kolejne układy US7, US6, US5 US1 tworzą szeregowy licznik pracujący w kodzie BCD. Ostatnim elementem licznika jest przerzutnik typu D (1/2 US1). Wyjścia Q1÷Q4 liczników US5÷US7 połączone są z wejściami danych A, B, C, D dekodów CD 4511 (US2÷US4). Dekodery sterują wyświetlaczami LED ze wspólną katodą W2÷W4. Prąd płynący przez wyświetlacze wynosi ok. 10 mA na jeden segment dla podanych wartości rezystorów R4÷R25. Może on zostać zwiększony do 20 mA jeżeli zmniejszy się wartość rezystorów R4÷R25 do $510 \Omega / 0,25$ W. Do wyświetlacza W3 dołączono dodatkowy rezystor R18 służący do zapalania kropki dziesiętnej. Wyświetlacz W1 sterowany jest z układu US1 za pośrednictwem tranzystora T1. Segmenty b i c wyświetlacza połączono równolegle. Na polu odczytowym umieszczono także diody LED D4÷D6 przeznaczone do podświetlania napisu MHz.

Zakończenie zliczania przez licznik następuje z chwilą pojawienia się stanu wysokiego na wejściu $\overline{CI}$ układu US8. Narastające zbocze sygnału blokującego licznik wyzwala monowibrator 4538 (1/2 US9), który generuje krótki, trwający ok. $3 \mu s$ impuls wpisu. Ujemny

impuls z wyjścia $\overline{Q}$ monowibratora jest doprowadzany do wejść wpisu LE układów dekodera kodu BCD na kod wyświetlaczy siedmiosegmentowych US2÷US4. Narastające zbocze tego impulsu powoduje przepisanie stanów wejść danych A, B, C, D do wewnętrznych zatrząsków i wyświetlenie wartości na polu odczytowym. Ten sam impuls doprowadzony jest do przerzutnika typu D (1/2 US1), pełniącego funkcję zatrząsku dla pierwszego wyświetlacza. Dodatkowo zbocze przepisuje stan wejścia D tego przerzutnika na jego wyjście $\overline{Q}$.

Opisany wyżej impuls kończy sekwencję pomiarową.

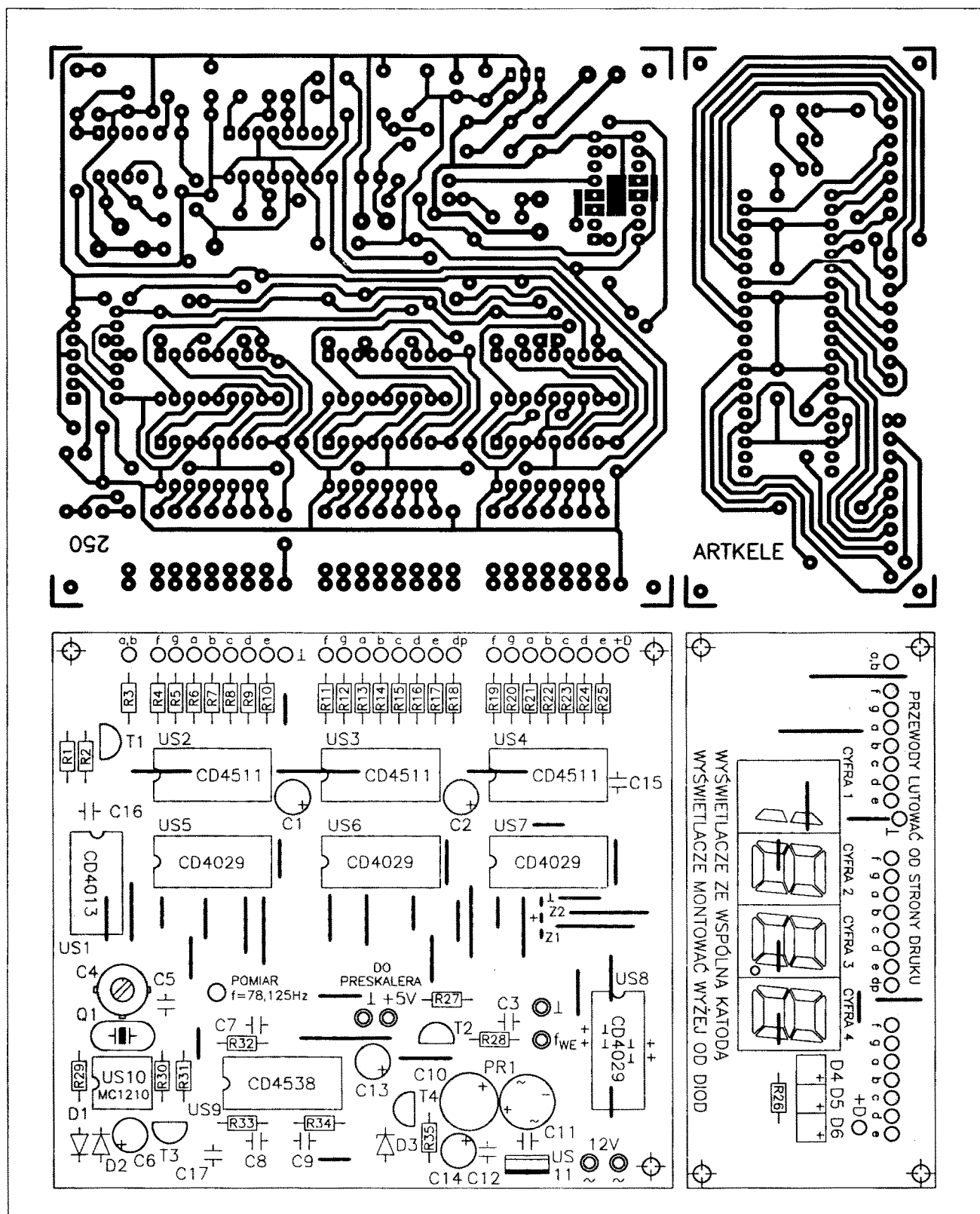
Opadające zbocze impulsu zapisu do dekodów (wyjście Q US9) wyzwala drugi monowibrator (1/2 US9). Wyzwolenie monowibratora odbywa się z niewielkim opóźnieniem (ok. $1 \mu s$) wprowadzanym przez układ całkujący R34, C9. Czas trwania impulsu na wyjściu monowibratora wynosi ok. $3 \mu s$. Impuls z wyjścia Q, o polaryzacji dodatniej, doprowadzony jest do wejść wpisu równoległego PE liczników US5÷US8, oraz do wejścia ustawiającego S przerzutnika D (1/2 US1). W chwili pojawienia się impulsu do liczników zostają przepisane stany logiczne ustawione na wejściach J1, J2, J3, J4. Licznik US5 zostaje ustawiony w stan 8, licznik US6 w stan 9. Natomiast stan licznika US7 w zależności od położenia zwory może przyjmować wartość 3 dla zamontowanej zwory Z1, lub stan 2 dla zamontowanej zwory Z2. Podobnie stan licznika US8 może przyjmować wartość od 0 do 9 w zależności od konfiguracji zwor Z3÷Z10.

Układ miernika wyposażono w zasilacz +12 V ze stabilizatorem LM 7812 (US11). Dodatkowo na tranzystorze T4 zbudowany został pomocniczy zasilacz dostarczający napięcia +5 V do preskalera. Urządzenie pobiera prąd ok. 300 mA, przy czym jego wartość silnie zależy od liczby zapalonych segmentów na wyświetlaczu.

Montaż i uruchomienie

Przed przystąpieniem do montażu od płytki drukowanej należy odciąć fragment, na którym montowane są wyświetlacze W1÷W4. Na płycie wyświetlaczy w pierwszej kolejności montuje się diody D4÷D6, które powinny stykać się ze sobą bokami i być umieszczone jak najbliżej płytki drukowanej. Następnie można zamontować wyświetlacze, w taki sposób, aby górna powierzchnia wyświetlaczy pokrywała się z górną powierzchnią diod. Dla ułatwienia, na czas montażu pod wyświetlacze można podłożyć zapałki.

Następnie montuje się pozostałe elementy. Przy uruchamianiu zakłada się, że częstotliwość pośrednia odbiornika wynosi dokładnie 10,7 MHz. Dlatego też montuje się zworę Z1 (zaznaczona linią przerywaną), oraz zwory Z4, Z6, Z8, Z10. Zwory te wykonuje się kroplą cyny po stronie druku bezpośrednio przy układzie US8. Do tego celu na płycie drukowanej przewidziano specjalne prostokątne pola. Pole pomiędzy nóżkami układu scalonego US8 to masa, a pola na zewnątrz układu to +12 V.

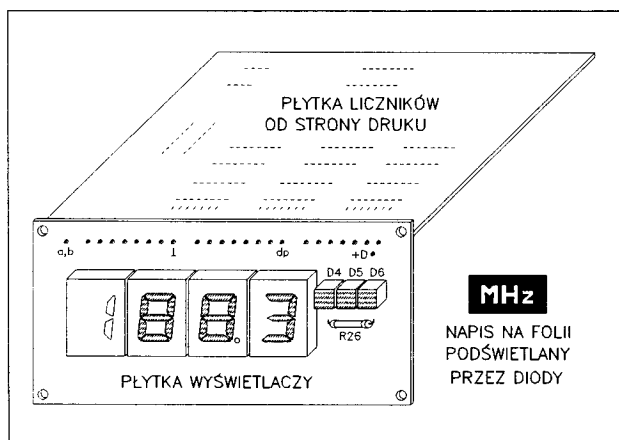


Rys. 4 Płytki drukowane i rozmieszczenie elementów

Po zmontowaniu obu płytek można je połączyć ze sobą. W tym celu do płytki wyświetlaczy wlotowuje się 25 odcinków odizolowanego, sztywnego przewodu o średnicy ok. 0,5 mm (można do tego celu wykorzystać obcięte nóżki rezystorów). Przewody lutuje się od strony druku i zagina do góry płytki. Następnie wszyst-

kie przewody przewleka się przez otwory w płytce z licznikami, która powinna być umieszczona stroną druku do góry (rys. 5). Dla ułatwienia przewody można ścinać pod skosem (pierwszy przewód najdłuższy, a ostatni najkrótszy). Należy zwrócić uwagę na montaż przewodu oznaczonego jako +D (na płytce wyświetlaczy przewód

ten umieszczony jest poniżej linii pozostałych przewodów). Płytki powinny być umieszczone prostopadle do siebie. Po przyłutowaniu wszystkich przewodów wystające końce można obciąć.



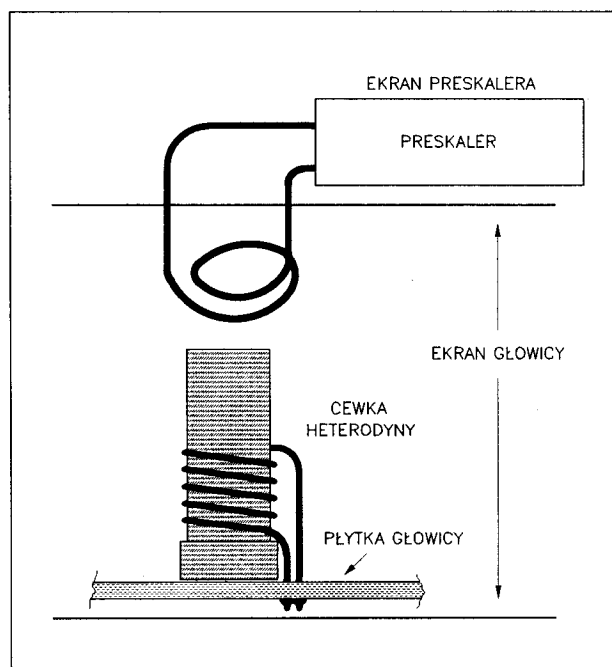
Rys. 5 Połączenie płytki wyświetlaczy z płytką liczników

Diody D4÷D6 przeznaczone są do podświetlania napisu MHz, który można wykonać ręcznie na kalce technicznej, lub wyciąć z pisma (rys. 5). Napis powinien przylegać bezpośrednio do diod świecących. Jasność świecenia napisu można ustawić taką samą jak jasność wyświetlaczy dobierając wartość rezystora R26.

Tak zmontowany układ gotowy jest do uruchomienia. W pierwszym etapie wejście fwe zwraca się z masą i włącza napięcie zasilania. Na wyświetlaczu powinien pojawić się wynik 1893, odpowiadający liczbie wpisywanej do liczników przed pomiarem. Do pomocniczego wyjścia pomiarowego podłącza się miernik częstotliwości i regulując trymerem C4 ustawia się częstotliwość 78,125 Hz. Jeżeli nie zależy nam na super dokładności czynność tą można pominąć. Jeżeli próba wypadła pomyślnie do wejścia można podłączyć preskaler. Zasilanie preskalera doprowadza się z układu miernika częstotliwości. W preskalerze ustawia się stopień podziału na 64 (zwoje programujące rozwarte). Po włączeniu zasilania na wyświetlaczach pojawi się całkiem przypadkowy wynik, który dodatkowo może ulegać zmianie. Dzieje się tak za sprawą wzbudzenia się układu preskalera.

Podłączenie preskalera do głowicy UKF zależy od jej konstrukcji. W większości przypadków głowice nie posiadają oddzielnych wyjść przeznaczonych do pomiaru częstotliwości heterodyny. Z tego też względu najlepiej (bez ingerencji w układ głowicy) wykorzystać jest sprzężenie indukcyjne. Do wejścia symetrycznego preskalera wlotowuje się odcinek przewodu izolowanego na którego końcu ukształtowana jest "pętka" (2 zwoje). Pętelkę umieszcza się w osi podłużnej cewki heterodyny. Cewkę heterodyny można poznać po rdzeniu wykonanym z aluminium, lub stopu podobnego do mosiądzu. Jeżeli nie uda się znaleźć cewki heterodyny można przykładać pętelkę do wszystkich cewek po kolei. Ta cewka przy której układ pokaże częstotliwość odbieranej stacji będzie cewką heterodyny. Umieszcze-

nie cewki pomiarowej nad cewką heterodyny pokazano na rysunku 6.



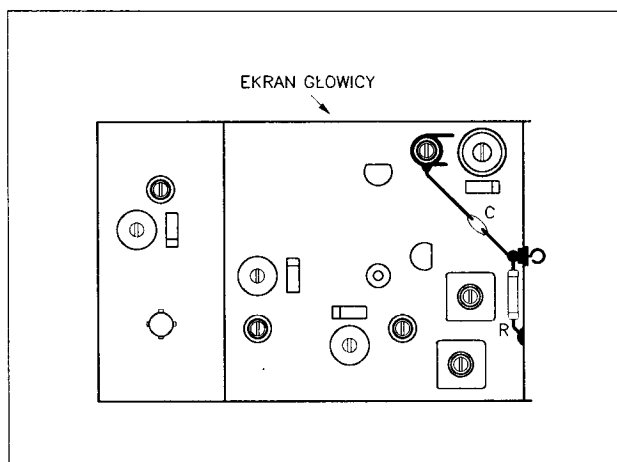
Rys. 6 Umieszczenie preskalera i cewki pomiarowej

Cewka pomiarowa powinna być maksymalnie oddalona od cewki heterodyny, aby nie powodować odstrajania odbiornika od stacji, przy czym miernik powinien przez cały czas wyświetlać częstotliwość na której nadaje stacja UKF (częstotliwość można sprawdzić w lokalnej gazecie z programem radiowym). Teraz należy sprawdzić, czy wskazania częstotliwości zgadzają się z częstotliwościami nadawania różnych stacji radiowych. W przypadku gdy dla wszystkich stacji wskazania są większe lub mniejsze niż wynika to z ich częstotliwości nadawania oznacza to, że częstotliwość pośrednia jest różna od 10,7 MHz. Jeżeli wskazania są większe np. o 0,1 MHz konieczne jest ustawienie mniejszej liczby wpisywanej do liczników 18920. Natomiast w przypadku gdy dla niektórych stacji wskazania są większe o 0,1 MHz, a dla innych zgadzają się, to najprawdopodobniej różnica częstotliwości pośredniej jest niewielka. Można wtedy spróbować ustawić liczbę 18925. W sytuacji kiedy wskazania będą mniejsze liczbę wpisywaną do liczników należy zwiększyć do wartości 18935, lub 18939. Należy przy tym pamiętać, że liczby programuje się zwojami Z1 i Z2, oraz zwojami Z3÷Z6 dwójkowo. Wynik można zawsze sprawdzić zwracając wejście fwe do masy. Wyświetlona zostanie wówczas liczba wpisywana do liczników.

Jeżeli natomiast po dostrojeniu odbiornika do stacji o znanej częstotliwości nadawania i zbliżeniu cewki pomiarowej do cewki heterodyny stacja "ucieka" należy skorygować zestrojenie heterodyny, która zmienia częstotliwość pracy na skutek wprowadzenia obwodu pomiarowego. W tym celu odbiornik dostraja się do silnej lokalnej stacji, a następnie na cewkę heterodyny nasuwa się cewkę pomiarową. Nie ruszając pokrętką strojenia w

tunerze bardzo delikatnie!!! pokręca się cewką heterodyny przy pomocy plastikowego stroika (śrubokrętu), tak aby uzyskać ponownie czysty odbiór stacji do której pierwotnie został dostrojony tuner. Nie należy przy tym sugerować się wskazaniami miernika częstotliwości.

Preskaler powinien być koniecznie umieszczony w ekranie, jak najbliżej głowicy UKF. Sygnały z preskalera do miernika prowadzi się krótkim przewodem ekranowanym. Masę całego urządzenia łączy się z masą tunera blisko głowicy UKF. Ze względu na duży pobór prądu przez wyświetlacze LED układ powinien być zasilany z oddzielnego transformatora o mocy 8÷10 VA dostarczającego napięcia zmiennego 12÷15 V/400 mA. Do włączania napięcia zasilania należy wykorzystać przełącznik UKF, tak aby wyświetlacz był wygaszony w czasie odbioru stacji na zakresach AM.



Rys. 7 Wygląd głowicy posiadającej wyprowadzenie pomiarowe

Niektóre odbiorniki wyposażane były w głowicę posiadającą wyprowadzenie pomiarowe (rys. 7). W takim przypadku sygnał doprowadza się do preskalera asymetrycznie. Masa wejściowa preskalera powinna zostać połączona z głowicą, a wejście z "oczkiem" wyprowadzonym z ekranu głowicy. Także w tym przypadku preskaler musi być zaekranowany i umieszczony blisko głowicy.

Wykaz elementów

US1	– CD 4013 (MCY 74013)
US2÷US4	– CD 4511 (MCY 74511)
US5÷US8	– CD 4029 (MCY 74029)

US9	– CD 4538
US10	– MC 1210N (MCY 1210N)
US11	– LM 7812
T1	– BC 308B (BC 557B)
T2	– BF 240
T3	– BC 238B (BC 547B)
T4	– BC 337-16 (BC 338-16)
D1, D2	– BAVP 17÷21 (1N4148)
D3	– BZP 683 C5V6 (BZX 79 na napięcie 5,6 V)
D4÷D6	– LED 5×5 mm, kolor świecenia taki sam jak kolor świecenia wyświetlaczy
PR1	– B125C1000 125 V/1 A (okrągły)
W1÷W4	– wspólna katoda CQV 32 – czerwony, CQV 36 – zielony
R3	– 510 Ω/0,25 W
R26	– 680 Ω/0,25 W
R4÷R25, R35	– 1 kΩ/0,25 W
R27	– 1,5 kΩ/0,125 W
R29	– 2 kΩ/0,125 W
R30, R32, R33	– 4,7 kΩ/0,125 W
R2, R34	– 10 kΩ/0,125 W
R28	– 18 kΩ/0,125 W
R1	– 47 kΩ/0,125 W
R31	– 100 kΩ/0,125 W
C4	– 7/30 pF/160 V trymer ceramiczny φ7 mm
C3	– 33 pF/50 V ceramiczny
C5	– 47 pF/50 V ceramiczny
C9	– 120 pF/50 V ceramiczny
C7, C8	– 560 pF/50 V ceramiczny
C11, C12,	
C15÷C17	– 47 nF/50 V ceramiczny
C6	– 1 μF/63 V 04/U
C13	– 10 μF/25 V 04/U
C1, C2, C14	– 22 μF/16 V 04/U
C10	– 1000 μF/16 V 04/U
Q1	– rezonator kwarcowy 5,120000 MHz
płytki drukowane numer 250	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 5,87 zł (58.700 zł) + koszty wysyłki.
Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz IV strona okładki.

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

Zakłócenia i ich redukcja cz. 9

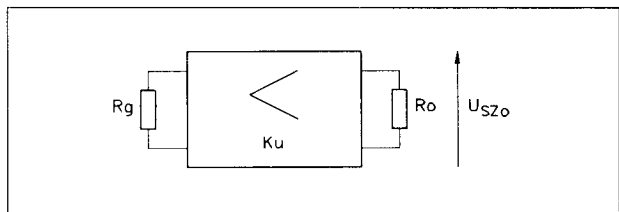
Szumy tranzystorów i układów scalonych

Po wprowadzeniu w dziedzinę szumów własnych zajmiemy się właściwościami szumowymi elementów aktywnych. Do tej grupy zaliczymy tranzystory bipo-

larne, tranzystory unipolarne i układy scalone, ze szczególnym uwzględnieniem wzmacniaczy operacyjnych. Wielkościami charakteryzującymi właściwości szumowe elementów aktywnych są współczynnik szumów oraz napięcie i prąd szumów.

Współczynnik szumów

Jest wielkością porównującą szumy na wyjściu układu rzeczywistego w odniesieniu do szumów układu idealnego (bezzumowego). Inaczej jest to stosunek mocy szumów na wyjściu układu do teoretycznej mocy szumów na wyjściu układu wynikającej jedynie ze wzmocnienia szumów źródła sygnału.



Rys. 1 Ilustracja szumów wzmacniacza

$$F = P_{szwy} / P_{szi}$$

gdzie:

P_{szwy} – moc szumów wyjściowych układu rzeczywistego

P_{szi} – moc szumów wyjściowych wynikająca z szumów źródła

Współczynnik szumów wyrażany jest w decybelach

$$F [dB] = 10 \lg F [W/W]$$

Powszechnie używanym określeniem jest stosunek sygnału do szumu wyznaczany jako stosunek napięć lub mocy szumów. Jeśli stosunki sygnału do szumu dla wejścia i wyjścia układu będą wyrażone jako stosunki mocy to współczynnik szumów można określić jako iloraz stosunku sygnału do szumu na wejściu układu do stosunku sygnału do szumu na wyjściu układu.

$$F = S_{we} / S_{wy}$$

gdzie:

S_{we} – stosunek mocy sygnału do mocy szumów na wejściu

S_{wy} – stosunek mocy sygnału do mocy szumów na wyjściu

Z bardziej skomplikowanych rozważań teoretycznych, których nie będę tutaj przytaczał wynikają następujące właściwości współczynnika szumów:

- 1) jest niezależny od rezystancji obciążenia R_o ,
- 2) zależy od rezystancji źródła R_g ,
- 3) współczynnik szumów przyrządu idealnego (bezzumowego) jest równy 1 (0 dB).

Współczynnik szumów zmienia się z warunkami zasilania, częstotliwością, temperaturą oraz rezystancją źródła. Przy podawaniu współczynnika szumów np. w katalogu elementów powinny być określone wszystkie te parametry. Znajomość współczynnika szumów przy pewnej rezystancji źródła nie umożliwia obliczenia współczynnika szumów przy innej rezystancji. Dlatego w katalogach często podaje się wykres zależności

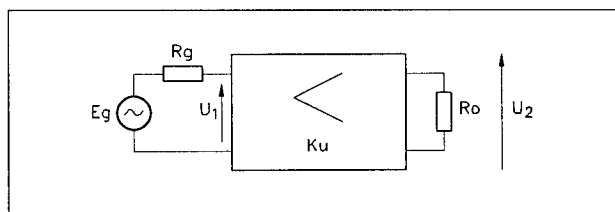
współczynnika szumów od rezystancji źródła. Dotyczy to zwłaszcza tranzystorów dla małych częstotliwości. Dla tranzystorów w.c.z. podawany jest często wykres zależności współczynnika szumów od częstotliwości.

Pomiar współczynnika szumów

Stosuje się dwie metody pomiarowe:

- 1) z generatorem sygnałów harmoniczych,
- 2) z generatorem szumów.

Na rys. 2 pokazano układ pomiarowy stosowany przy metodzie wykorzystującej generator sygnałów harmoniczych (generator sygnałowy).



Rys. 2 Pomiar współczynnika szumów

Obwód, dla którego chcemy określić współczynnik szumów to wzmacniacz o wzmocnieniu napięciowym k_u . Generator reprezentowany jest przez źródło napięcia zmiennego E_g i rezystancję wewnętrzną R_g . Do wyjścia obwodu podłączona jest rezystancja obciążenia R_o . Przy wyłączonym sygnale generatora mierzy się wartość skuteczną szumów na wyjściu obwodu (U_{szo}).

Szumy te wynikają z szumów badanego obwodu i wzmocnionych szumów cieplnych rezystancji wewnętrznej generatora. Następnie włącza się i zwiększa sygnał z generatora E_g aż wartość skuteczna napięcia wyjściowego wzrośnie o 3 dB ($1,41 \times$), co jest równoznaczne dwukrotnemu wzrostowi mocy wyjściowej. Współczynnik szumów oblicza się z podanego niżej wzoru:

$$F = E_g^2 / 1,610^{-20} \Delta f_e R_g$$

gdzie:

E_g – siła elektromotoryczna generatora przy której następuje podwojenie mocy wyjściowej [V]

Δf_e – energetyczna szerokość pasma [Hz]

R_g – rezystancja wewnętrzna generatora [Ω].

Wadą tej metody jest potrzeba określenia energetycznej szerokości pasma.

Przy drugiej metodzie stosuje się w miejsce generatora źródło szumu białego. Źródłem takim może być dioda szumowa, której napięcie szumów jest ściśle zależne od płynącego przez nią prądu stałego. Podobnie jak poprzednio mierzy się wartość skuteczną szumów na wyjściu obwodu przy zerowym prądzie diody. Zmierzona wartość będzie składała się z szumów własnych obwodu i wzmocnionych szumów termicznych rezystancji wewnętrznej generatora szumów R_g . Następnie zwiększa się prąd stały płynący przez diodę aż moc szumów

na wyjściu obwodu wzrośnie dwukrotnie (wartość skuteczna napięcia wzrośnie o 3 dB). Współczynnik szumów oblicza się z następującego wzoru:

$$F = 20IR_g$$

gdzie:

- I – prąd staty diody, przy którym następuje podwojenie mocy wyjściowej szumów [A]
 R_g – rezystancja wewnętrzna generatora szumów [Ω]

Metoda ta pozwala na uwolnienie się od konieczności określania energetycznej szerokości pasma.

Znajomość współczynnika szumów pozwala na obliczanie stosunku sygnału do szumu i tzw. równoważnego napięcia wejściowego szumów. Znajomość tych wielkości jest niezbędna do określenia czułości użytkowej i dynamiki układów. Stosunek mocy sygnału do mocy szumu na wyjściu układu można obliczyć z podanego niżej wzoru:

$$S_{wy} = E_g^2 / 4kT\Delta f_e R_g F$$

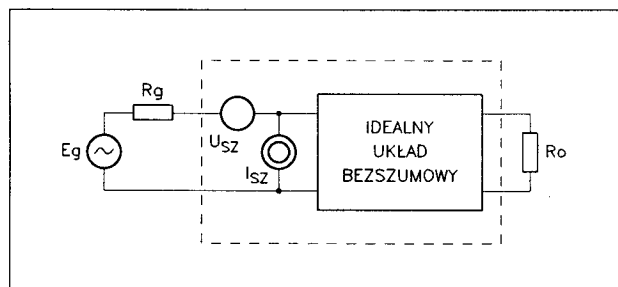
gdzie:

- E_g – siła elektromotoryczna sygnału wejściowego [V]
 k – stała Boltzmanna
 T – temperatura [K]
 Δf_e – energetyczna szerokość pasma [Hz]
 R_g – rezystancja wewnętrzna źródła sygnału [Ω]
 F – współczynnik szumów

Wielkość w mianowniku tego wyrażenia to podniesione do kwadratu tzw. całkowite równoważne napięcie wejściowe szumów. Składa się z szumów termicznych źródła sygnału i szumów obwodu. Równoważne napięcie wejściowe szumów obwodu (z pominięciem szumów termicznych źródła sygnału) jest określone następującym wzorem:

$$U_{szr} = \sqrt{4kT\Delta f_e R_g (F - 1)}$$

Napięcie i prąd szumów



Rys. 3 Przedstawienie czwórnika szumowego z użyciem źródeł szumów

Aktualnie częściej używanymi pojęciami są napięcie i prąd szumów. Podobnie jak poprzednio odnoszone są one do wejścia obwodu (elementu aktywnego). Obwód rzeczywisty można przedstawić jako idealny czwórnik bezszumowy, na którego wejściu znajdują się źródła szumów, prądowe I_{sz} i napięciowe U_{sz} .

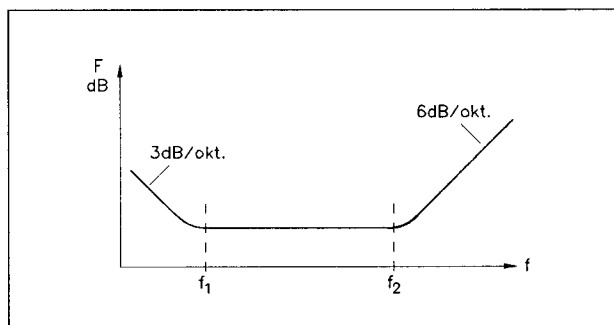
Przedstawienie właściwości szumowych przy pomocy napięcia i prądu szumów może być stosowane dla każdego obwodu i elementu aktywnego. Źródło napięciowe reprezentuje szumy układu przy R_g równym zeru, a źródło prądowe reprezentuje dodatkowe szumy kiedy R_g nie jest równe zeru. Zwykle w ten sposób są określane szumy tranzystorów polowych i wzmacniaczy operacyjnych. Znając napięcie i prąd szumów można także obliczyć równoważne napięcie szumów wejściowych.

$$U_{szr} = \sqrt{U_{sz}^2 + (I_{sz} R_g)^2}$$

Jest to równoważne napięcie wejściowe szumów obwodu. Można także podobnie jak poprzednio obliczać współczynnik szumów i stosunek sygnału do szumu na wyjściu obwodu (elementu aktywnego).

Szumy tranzystorów i wzmacniaczy operacyjnych

Na rys. 4 przedstawiono zależność współczynnika szumów tranzystora bipolarnego od częstotliwości.



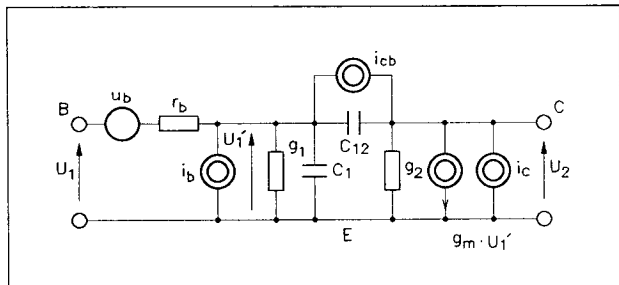
Rys. 4 Współczynnik szumów tranzystora bipolarnego w funkcji częstotliwości

Wzrost współczynnika szumów przy małych częstotliwościach powodują szumy $1/f$. Poziomy szum $1/f$ i częstotliwość f_1 wzrasta ze wzrostem prądu kolektora. Powyżej częstotliwości f_1 szumy składają się z szumów termicznych rezystancji bazy i szumów śrutowych złącz emiterowego i kolektorowego. Mają one charakter szumów białych. Wzrost współczynnika szumów przy częstotliwościach większych od f_2 wynika głównie ze spadającego wzmocnienia tranzystora.

Współczynnik szumów jest nadal używany w katalogach elementów do porównywania właściwości szumowych tranzystorów bipolarnych. Bardziej pożądane szczególnie do komputerowej analizy układów elektronicznych jest przedstawienie szumów w formie napięć i prądów szumów. Szumowy schemat zastępczy tranzystora bipolarnego w układzie ze wspólnym emiterem przedstawiono na rys. 5.

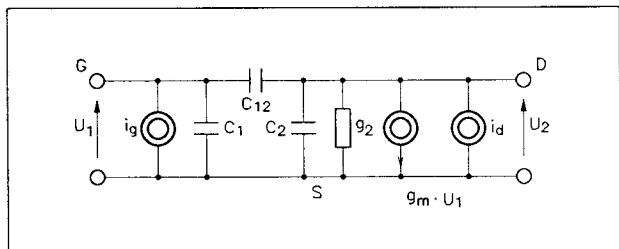
Źródło napięciowe u_b w obwodzie bazy reprezentuje szum termiczny rezystancji bazy r_b . Źródło prądowe i_b przedstawia szumy związane z rekombinacją nośników większościowych w obwodzie bazy i wynikające z rekombinacji powierzchniowej. Szumy te mają charakter szumów śrutowych. Źródło prądowe i_{cb} składa się

z szumu śrutowego prądu zerowego kolektora i szumu $1/f$ upływności kolektora. Na wyjściu znajduje się źródło prądowe reprezentujące szum nośników mniejszościowych docierających do kolektora. Widzimy więc, że szumowy schemat zastępczy jest ściśle powiązany z fizycznymi właściwościami elementu.



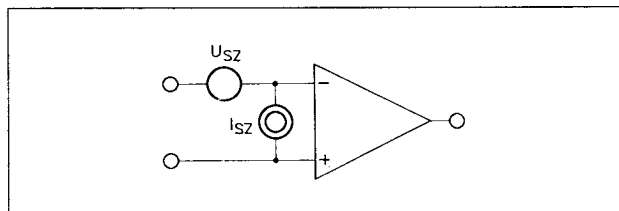
Rys. 5 Szumowy schemat zastępczy tranzystora bipolarnego

Wprowadzenie napięciowych i prądowych źródeł szumu jest szczególnie pożądane dla tranzystorów unipolarnych (polowych), ponieważ ich współczynniki szumów są bardzo małe i przy ich pomiarze powstaje znaczny błąd procentowy. Szumowy schemat zastępczy tranzystora polowego przedstawiony jest na rys. 6.



Rys. 6 Szumowy schemat zastępczy tranzystora polowego

Źródło prądowe i_g reprezentuje szum śrutowy wynikający z prądu upływności bramki. Prąd ten dla tranzystorów złączowych JFET jest rzędu pojedynczych nA, a dla tranzystorów z izolowaną bramką MOSFET jest rzędu pA. Źródło to często jest pomijane z uwagi na dużo większy wpływ szumu rezystancji źródła sygnału. Umieszczone na wyjściu źródło prądowe i_d przedstawia szумы termiczne rezystancji kanału oraz szумы $1/f$ istotne jedynie dla małych częstotliwości.



Rys. 7 Szumowy schemat zastępczy
wzmacniacza operacyjnego

Widzimy, że uwzględnienie źródeł szumów na schematach zastępczych elementów prowadzi do ich znacznej komplikacji. Wyobraźmy sobie teraz przedstawienie

każdego elementu wewnętrznego układu scalonego np. wzmacniacza operacyjnego w postaci szumowego schematu zastępczego. Ilość elementarnych źródeł szumów można mnożyć tam w nieskończoność. Dlatego rzeczywisty (szumiący) wzmacniacz operacyjny zastępuje się wzmacniaczem idealnym (bezszumowym), na którego wejście włącza się równoważne źródła szumów sprowadzone do wejścia. Szumowy schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego przedstawiono na rys. 7.

Wielkości równoważnych napięcia i prądu szumów normalizuje się względem pasma (dzieli przez pasmo energetyczne) i w ten sposób otrzymuje się napięcie i prąd skuteczny w paśmie jednostkowym. Dla wzmacniacza operacyjnego $\mu A 741$ przy częstotliwości 1 kHz równe są one:

$$u_{sz} = 10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}, i_{sz} = 0,8 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Wielkości te zależne są od częstotliwości i maleją z jej wzrostem.

Optymalizacja szumowa

Analizując wyrażenia na współczynniki szumów różnych układów można dojść do wniosku że możliwa jest minimalizacja współczynnika szumów przez odpowiedni dobór rezystancji źródła sygnału wejściowego. W katalogach elementów czynnych często przedstawiane są wykresy pokazujące zależność współczynnika szumów od rezystancji źródła. Na ich podstawie można ocenić jakościowo, czy przewidywana rezystancja źródła sygnału będzie zbliżona do optymalnej, tzn. przy której uzyskuje się minimalny współczynnik szumów. Można też ocenić jak dużego pogorszenia współczynnika szumów można spodziewać się, kiedy rezystancja odbiega od optymalnej.

Zjawisko to jest szczególnie istotne w obwodach wejściowych odbiorników radiowych FM. Z uwagi na dopasowanie sygnału i minimalizację odbić sygnału wskazane jest dopasowanie energetyczne, które uzyskuje się przy równości rezystancji źródła sygnału (anteny) po transformacji przez obwód wejściowy i rezystancji (impedancji) wejściowej tranzystora. Ze względu na możliwie największą czułość użytkową odbiornika okazuje się korzystniejszym dopasowanie szumowe i takie jest najczęściej dobierane.

Ogólnie można stwierdzić, że optymalna wartość rezystancji źródła, przy której uzyskuje się minimalną wartość współczynnika szumów jest ściśle związana z przedstawionymi wcześniej równoważnymi źródłami szumów na wejściu układu (elementu) i wynosi:

$$R_{\text{gopt}} = u_{\text{sz}}/i_{\text{sz}}$$

Przykładowo dla podanych wyżej parametrów wzmacniacza operacyjnego μA 741 optymalna rezystancja źródła sygnału wyniesie 12,5 k Ω . Współczynnik szumów wzmacniacza przy tej rezystancji i w temperaturze $T = 300$ K (25°C) wynosi 3 dB.

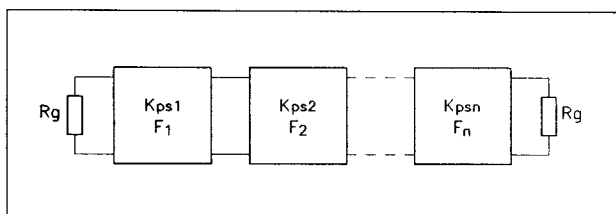
Dla niskoszumnych tranzystorów bipolarnych małej częstotliwości istotna jest zależność współczynnika szu-

mów od prądu kolektora. Odpowiednie wykresy przedstawiane są w katalogach tranzystorów. Ogólną zasadą jest konieczność pracy niskoszumnych stopni wzmacniaczy małej częstotliwości z jak najmniejszym prądem kolektora (przykładowo 0,1–0,2 mA).

Przewaga tranzystorów polowych zaznacza się w dziedzinie szumów przy dużych rezystancjach źródła sygnału. Przy małych rezystancjach źródła sygnału korzystniejsze pod względem szumowym jest stosowanie tranzystorów bipolarnych.

Szumy wzmacniaczy wielostopniowych

Elektroniczne układy wzmacniające najczęściej mają budowę wielostopniową. Poszczególne stopnie łączone są jeden za drugim. Taki sposób łączenia nazywany jest kaskadowym. Przykład stopni wzmacniacza połączonych kaskadowo przedstawiono na rys. 8.



Rys. 8 Układy wzmacniające połączone kaskadowo (wzmacniacz wielostopniowy)

Każdy z członów wzmacniacza charakteryzuje się swoim współczynnikiem szumów F i skutecznym wzmocnieniem mocy k_{ps} (stosunek mocy wyjściowej stopnia do mocy źródła – mocy wyjściowej stopnia poprzedzającego). Nie będę przytaczał dalszego wywodu

a jedynie podam wzór końcowy na wypadkowy współczynnik szumów wzmacniacza wielostopniowego:

$$F = F_1 + (F_2 - 1)/k_{ps1} + (F_3 - 1)/k_{ps1}k_{ps2} + \dots + (F_n - 1)/k_{ps1}k_{ps2} \dots k_{psn}$$

Skuteczne wzmocnienie mocy poszczególnych stopni jest zwykle większe od 1 i wtedy można zauważyć, że największy wpływ na współczynnik szumów wzmacniacza wielostopniowego ma stopień wejściowy i ewentualnie stopnie najbliższe za nim. Jeśli wzmocnienie skuteczne mocy pierwszego stopnia będzie wielokrotnie większe od 1 wtedy zdecydowanie można powiedzieć, że współczynnik szumów wzmacniacza F będzie równy współczynnikowi szumów stopnia wejściowego F_1 . Przy projektowaniu wzmacniacza pierwszy stopień musi być z tego względu zaprojektowany optymalnie pod względem szumowym.

Zakończenie cyklu

Na tym kończymy cykl artykułów poświęconych zakłóceniom i ich redukcji. Zdajemy sobie sprawę, że było to w zasadzie zasygnalizowanie zagadnień związanych z tą problematyką. Czytelników chcących pogłębić swoje wiadomości z tej dziedziny odsyłamy do literatury, której wykaz załączamy poniżej.

◇ R. K.

Literatura:

- 1) Henry W. Ott, *Metody redukcji zakłóceń i szumów w układach elektronicznych*, WNT, Warszawa 1979.
- 2) Hasse I., Spiralski L., *Szumy elementów i układów elektronicznych*, WNT, Warszawa 1981.
- 3) A. Guziński, *Liniowe elektroniczne układy analogowe*, WNT, Warszawa 1992.

Dodatkowe światło STOP w samochodzie

Coraz więcej samochodów dociera do Polski z zagranicy, a dokładniej mówiąc ze Stanów Zjednoczonych. Samochody amerykańskie podobnie jak europejskie posiadają cztery koła, kierownicę i kilka innych niezbędnych elementów. Różnią się jednak jednym niewielkim szczegółem, który zostanie przedstawiony poniżej.

Stany Zjednoczone przodują w liczbie samochodów przypadających na jednego mieszkańca. Dlatego też ich doświadczenia i wynikające z tego rozwiązania można uznać za modelowe. Jednym z elementów amerykańskiej techniki motoryzacyjnej jest dodatkowe światło stopu umieszczone za tylną szybą samochodu. Światło to znajduje się na wysokości głowy kierowcy jadącego za samochodem. Zapala się ono równocześnie ze zwykłymi światłami stopu umieszczonymi w zespolonych światłach tylnych. Przy dużym natężeniu w ruchu miejskim, kiedy samochody jadą zderzak w zderzak, światło

to ułatwia kierowcy obserwację zachowania się samochodu poprzedzającego.

W przypadku "zwykłych" światel stopu i małej odległości pomiędzy samochodami kierowca musi ciągle przenosić wzrok z drogi na światła stopu które są umieszczone nisko. Takie ciągłe zmienianie pola obserwacji i związane z tym zmienianie odległości na której ustalana jest ostrość powoduje szybkie zmęczenie wzroku. Przy małych odległościach pomiędzy samochodami jadącymi w kolumnie każde opóźnienie w reakcji może spowodować stłuczkę. Dodatkowo utrudnienie w obserwowaniu światel stopu mają kierowcy ciężarówek, lub samochodów dostawczych, którzy siedzą znacznie wyżej nad płaszczyzną jezdni, niż ma to miejsce w przypadku samochodów osobowych.

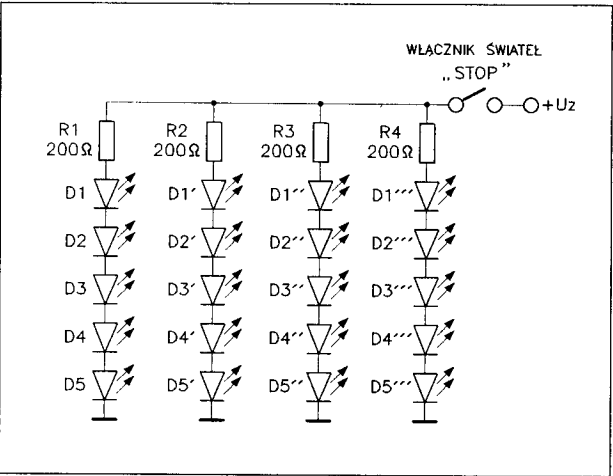
Innym czynnikiem przemawiającym za stosowaniem dodatkowego światła stopu jest sama konstrukcja tylnych światel zespolonych, zawierają one bowiem światła pozycyjne. Co prawda moc żarówek światel pozycyjnych jest czterokrotnie mniejsza od mocy żarówek

światła stopu, lecz przy zabrudzonych kloszach (co często zdarza się jesienią i zimą) zmiana jasności świecenia w momencie zapalenia się światła stopu jest niewielka i może zostać niezauważona. Poza tym jeżeli kierowca jadący z tyłu mrugnął w chwili zapalenia się światła stopu, może on zignorować sygnał hamowania, traktując świecące się światła jako pozycyjne. Różnica jasności światła pozycyjnych i stopu jest szczególnie mała w Fiatach 126p ze słabym akumulatorem.

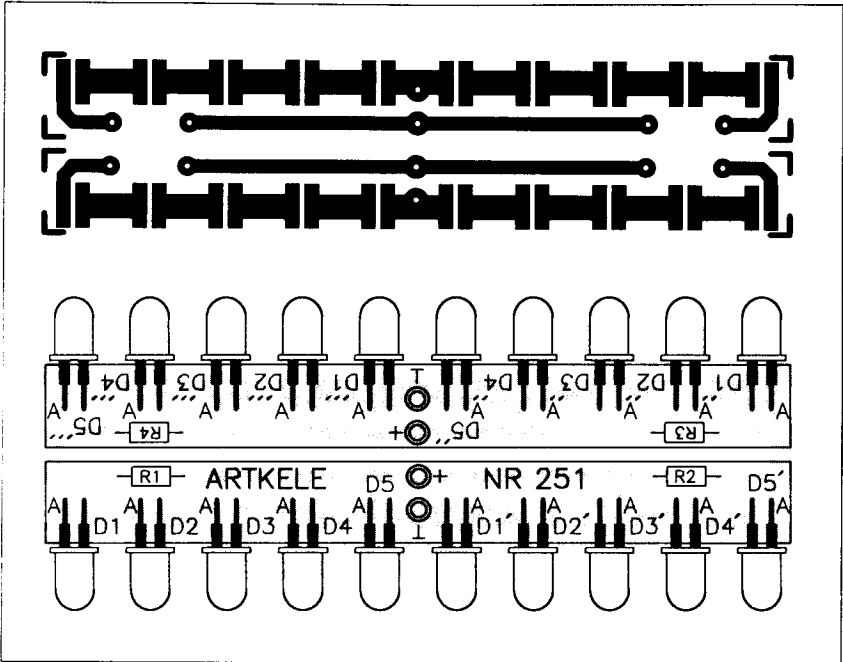
Wszystkie te czynniki przemawiają za stosowaniem dodatkowego światła stopu w naszym samochodzie. Diody połączone są szeregowo w czterech "łańcuchach" po pięć diod w każdym. Rezystory R1÷R4 ograniczają prąd diod do wartości ok. 17 mA przy napięciu 12 V i 25 mA przy napięciu 14,3 V. Tak więc układ pobiera niewiele prądu (maksymalnie 100 mA), a tym samym nie rozładowuje akumulatora. Dwie żarówki stopu potrzebują natomiast ok. 3,5 A.

Dla uzyskania wystarczającej jasności świecenia w układzie zastosowano diody LED tzw. super, lub hiper jasne o światłości $I \geq 1000$ mcd. W ostateczności można zastosować diody o podwyższonej jasności świecenia $I \geq 400$ mcd. Dla przypomnienia światłość kierunku

kowa I, to gęstość kątowna strumienia energii promieniowania widzialnego. Jednostką światłości jest kandela [cd], a jednostką pochodną milikandela [mcd]; $1\text{ cd} = 1000\text{ mcd}$. Diody LED o standardowej jasności świecenia (ok. $1 \div 10$ mcd) będą mało widoczne w dzień.

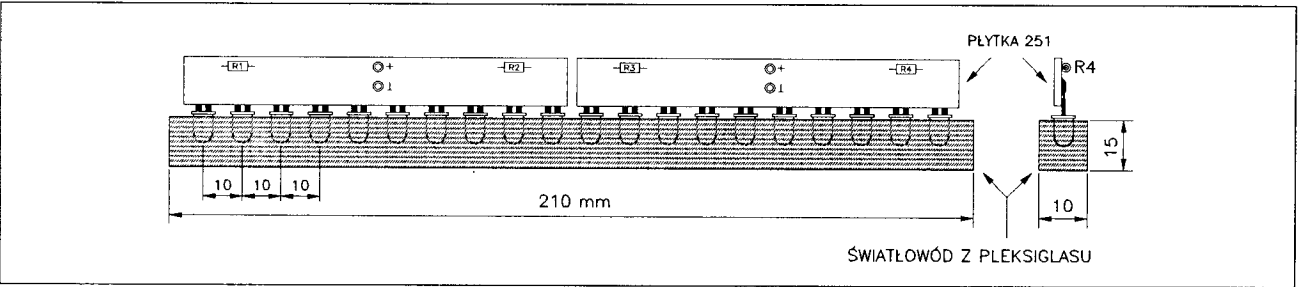


Rys. 1 Schemat ideowy dodatkowego światła STOP



Rys. 2 Płytką drukowaną i rozmieszczenie elementów

Diody umieszczono w światłowodzie wykonanym z kawałka szkła organicznego, tzw. pleksiglasu o grubości $10 \div 12$ mm, szerokości 15 mm i długości 210 mm. Po wycięciu kawałka pleksiglasu jeden bok szlifuje się na drobnym papierze ściernym, aby uzyskać powierzchnię matową. W przeciwnym boku należy wywiercić 20 otworów o średnicy 5,1 mm, głębokości 8 mm w rozstawie 10 mm i wcisnąć w nie diody LED (rys. 3). Jeżeli diody będą wypadły z otworów można je z wierzchu przykleić klejem DISTAL, lub żywicą epoksydową. Przy montażu diod w pleksiglasie należy zwrócić uwagę, aby zachować właściwą kolejność wyprowadzeń anod zgodną z opisem na płytce drukowanej anoda diody posiada dłuższe wyprowadzenie, natomiast przy katodzie na



Rys. 3 Montaż diod w światłowodzie

kołnierzu u podstawy wykonane jest niewielkie płaskie ścięcie. Po zamontowaniu diod obcina się ich końcówki do długości ok. 7 mm, mierzone od podstawy diody. Płytke drukowaną rozcina się wzdłuż na dwa kawałki i montuje rezystory. Dopiero teraz można przystąpić do przylutowania diod do płytki drukowanej. Diody montowane są "na płask" od strony druku (rys. 3).

Gotowe urządzenie montuje się za szybą tylną. Masę można połączyć w dowolnym punkcie samochodu, a plus prowadzi się przewodem izolowanym do klosza lampy tylnej i łączy z plusem żarówki stopu. Pozostaje tylko sprawdzenie, czy dodatkowe światło zapala się po naciśnięciu pedału hamulca.

Wykaz elementów

D1÷D5 – L53SRC/D I=2000 mcd

D1'÷D5' – L53SRC/D I=2000 mcd

D1"÷D5" – L53SRC/D I=2000 mcd

D1'''÷D5''' – L53SRC/D I=2000 mcd

(L-513URC I=2500 mcd, dla $I_f = 20$ mA)

(L-513LRC I=1500 mcd, dla $I_f = 20$ mA)

(L-513SRC I=500 mcd, dla $I_f = 20$ mA)

R1÷R4 – 200 Ω /0,25 W

płytki drukowane numer 251

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 0,96 zł (9,600 zł) + koszty wysyłki.

Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz IV strona okładki.

◇ A. K.

Echo i pogłos elektroniczny

Proponowane do wykonania urządzenie należy do grupy urządzeń elektroakustycznych mających za zadanie poprawienie i uatrakcyjnienie brzmienia dźwięku. Dzięki zastosowaniu układów scalonych realizujących funkcję analogowych linii opóźniających, efekty echa i pogłosu uzyskano na drodze czysto elektronicznej obróbki sygnału. Analogowe przetwarzanie sygnału nie wymaga stosowania przetworników A/C i C/A niezbędnych w technice cyfrowej.

Właściwości i schemat blokowy

Na jakość odtwarzanego dźwięku, pomimo bardzo dobrych parametrów sprzętu wpływają także właściwości akustyczne pomieszczenia odsłuchowego. Dotyczy to zarówno transmisji bezpośredniej podczas koncertu jak i muzyki odtwarzanej z radia czy innych źródeł. Dobre wytlumienie sali czy pokoju odsłuchowego (jak i jego małe wymiary) mogą spowodować "głuche, bezbarwne" brzmienie audycji.

Tutaj wspomnę o właściwościach fizjologicznych słuchu, które większość czytelników pamięta z lekcji fizyki. Przy omawianiu prędkości rozchodzenia się fal akustycznych (dźwięku) opisywane jest zjawisko echa. Ucho ludzkie rozróżnia dwa dźwięki jako oddzielne jeśli wystąpi między nimi różnica czasowa wynosząca 0,1 s. Prędkość fali akustycznej w powietrzu wynosi 340 m/s. Łatwo można policzyć minimalną odległość od płaszczyzny odbijającej dźwięk, przy której powstaje odróżnienie dźwięku odbitego tzw. echa. Nałożenie się w miejscu odsłuchu dźwięku bezpośredniego i odbitego daje przy ich przesunięciu czasowym większym od 0,1 s wrażenie echa.

Pod pojęciem pogłosu rozumie się z kolei występowanie w miejscu odsłuchu dźwięku bezpośredniego i wielokrotnych odbić o różnych natężeniach i przesunięciach czasowych dających wrażenie przedłużenia

brzmienia dźwięku. Oba te efekty występują w salach koncertowych, nawach kościołów ale trudno je uzyskać przy odsłuchu w małym pokoju. Wywołanie dodatkowych sygnałów imitujących echo czy pogłos poprawi "plastyczność" reproduktowanego dźwięku. Zastosowanie ich w trakcie koncertu także przysporzy słuchaczom dodatkowych wrażeń akustycznych.

Do sztucznego wytwarzania echa i pogłosu stosowano najczęściej urządzenia elektromechaniczne, oraz korzystano z magnetofonów wielogłowicowych pracujących z zamkniętym obiegiem taśmy. Znacznym postępem w tej dziedzinie było wprowadzenie scalonych analogowych linii opóźniających umożliwiających realizację opóźnienia czasowego niezbędnego przy symulowaniu sygnałów odbitych. W proponowanym rozwiązaniu zastosowano analogową linię opóźniającą typu MN 3207. Linia ta była dokładnie opisana w numerze 3/94 Praktycznego Elektronika. Do jej poprawnej pracy oprócz napięć zasilających należy doprowadzić dwa sygnały zegarowe o kształcie prostokątnym i przeciwnych fazach. Zmiana częstotliwości sygnału zegarowego wpływa na opóźnienie wprowadzane przez linię. Przy częstotliwości zegara 10 kHz uzyskuje się opóźnienie rzędu 50 ms, a przy częstotliwości 200 kHz opóźnienie to wynosi 2,5 ms. Zastosowanie łańcuchowo połączonych kilku linii umożliwia zwiększenie opóźnienia sygnału na zasadzie sumowania opóźnień kolejnych linii.

Schemat blokowy proponowanego do wykonania urządzenia pogłosowego przedstawiony jest na rys. 1.

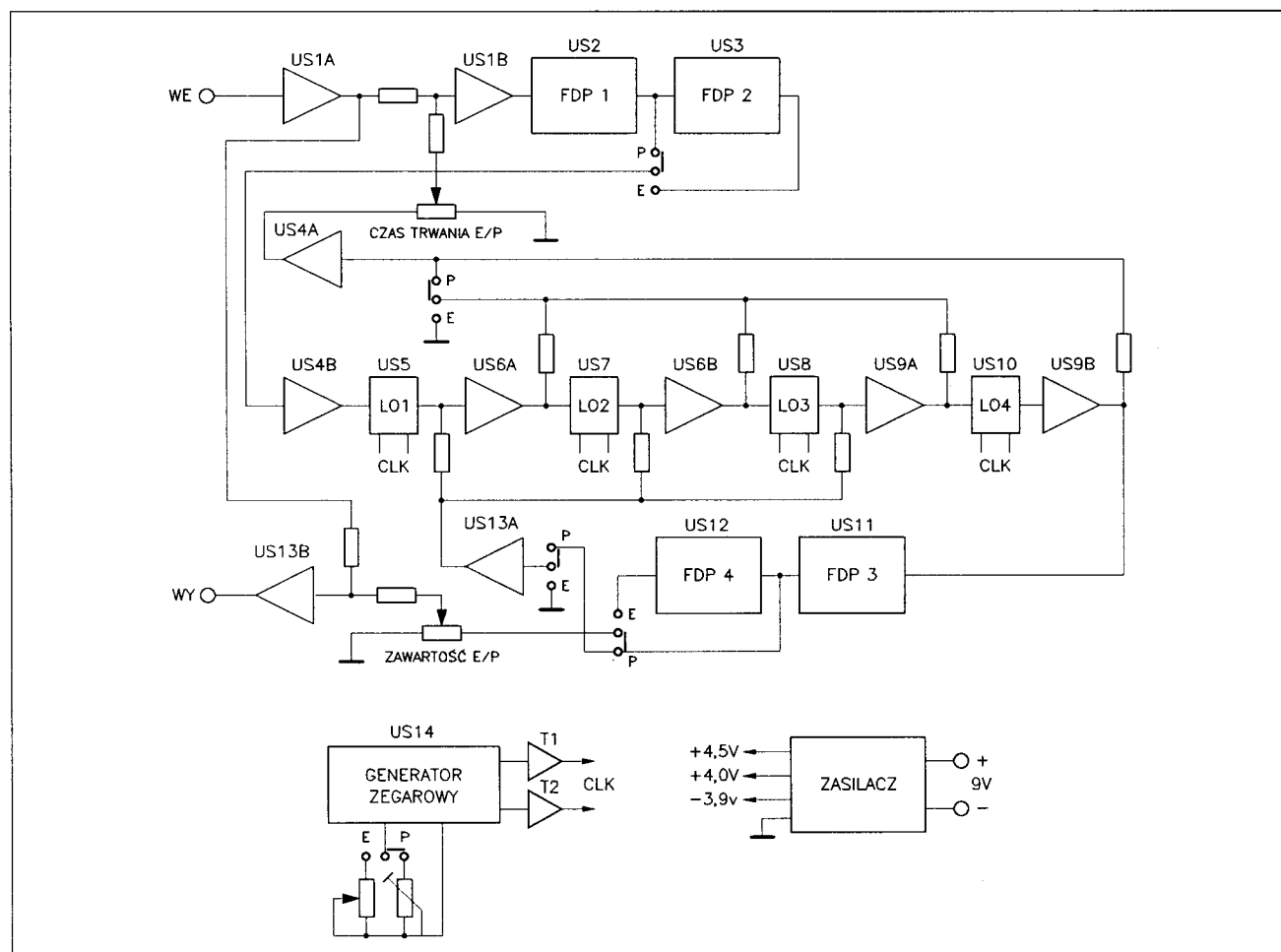
Urządzenie pogłosowe przewidziane jest do włączenia w tor wzmacniacza sygnału małej częstotliwości. Znamionowy sygnał wejściowy nie powinien przekraczać poziomu 0 dB (0,775 V). Układ nie wprowadza tłumienia sygnału bezpośredniego podawanego z wejścia na wyjście. Do sygnału bezpośredniego dodawany jest sygnał opóźniony dając zależnie od pozycji przetwornika efekt echa lub pogłosu.

Sygnał małej częstotliwości z wejścia po przejściu przez wtórnik wejściowy (US1A) jest rozdzielany na sygnał bezpośredni kierowany do wzmacniacza sumującego wyjściowego (US13B) i sygnał kierowany do toru opóźniającego. Na wejściu wzmacniacza sumującego toru opóźniającego (US1B) sumowane są sygnały: wejściowy i opóźniony. Regulacja poziomu sygnału opóźnionego umożliwia uzyskanie efektu zmiany czasu trwania echa lub pogłosu. Zsumowany sygnał jest kierowany do zespołu filtrów dolnoprzepustowych. Zadaniem filtrów jest ograniczenie amplitud składowych o wyższych częstotliwościach w sygnale opóźnionym dla zmniejszenia przykrych efektów odstuchowych powstających przy opóźnianiu sygnałów i ich sumowaniu z sygnałem bezpośrednim. Filtr FDP1 posiada częstotliwość graniczną 10 kHz, a filtr FDP2 3 kHz. Przy efekcie pogłosu sygnał jest pobierany z wyjścia filtru FDP1, a przy efekcie echa z wyjścia filtru FDP2.

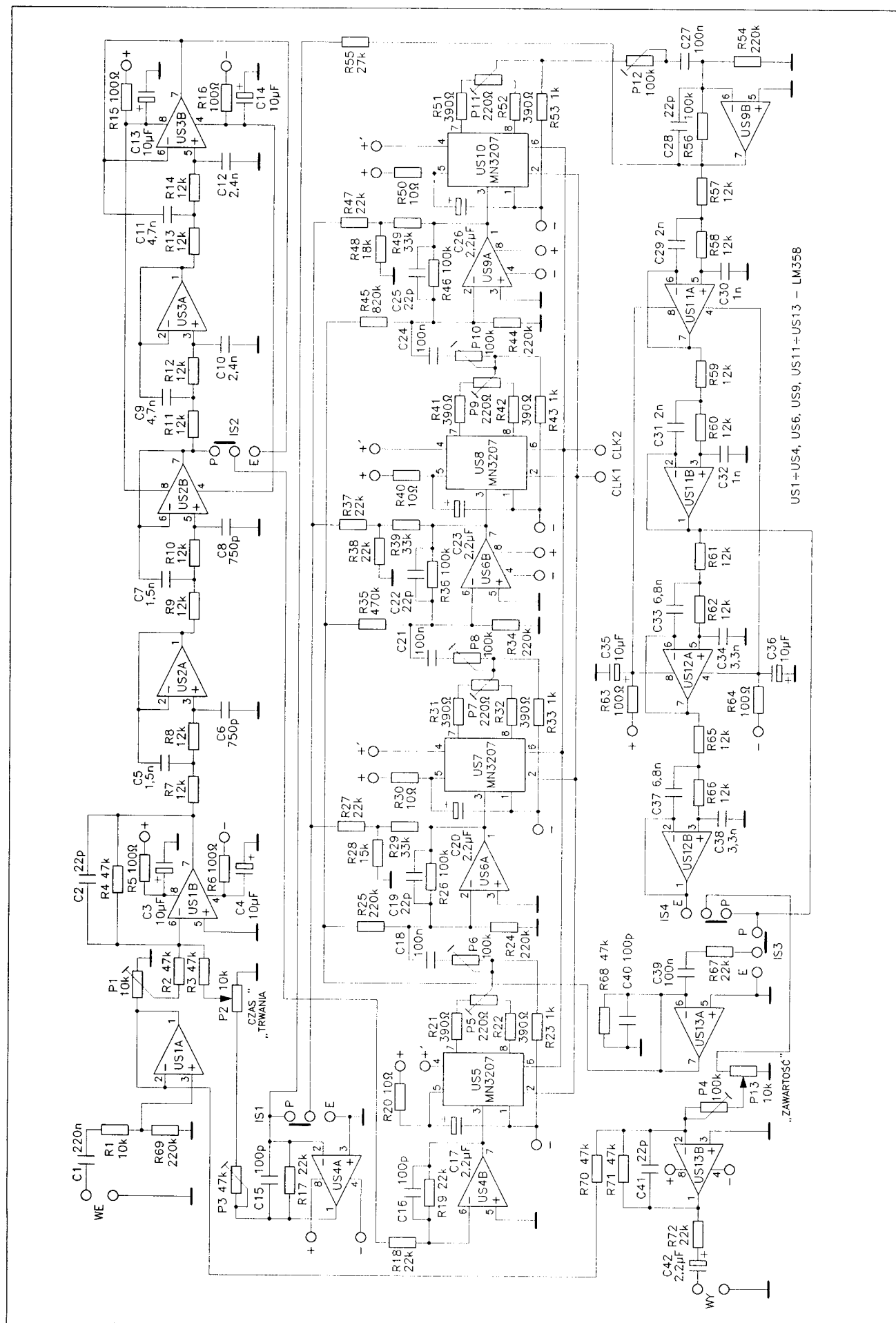
Sygnał ten jest kierowany do właściwego toru opóźniającego składającego się z tańcuchowo połączonych wzmacniaczy i linii opóźniających. Zadaniem wzmacniaczy jest skompensowanie tłumienia sygnału wprowadzanego przez linie opóźniające. Z wyjść wzmacniaczy są pobierane sygnały o różnych opóźnieniach prze-

znaczone do tworzenia sygnału pogłosu. Przy włączonym efekcie pogłosu do wejść wzmacniaczy podawany jest sygnał opóźniony z wyjścia toru opóźniającego. Zabiegi te mają na celu uzyskanie większej złożoności sygnału przy efekcie pogłosu. Przy włączonym efekcie echa sygnał z wyjścia układu opóźniającego (US9B) podawany jest za pośrednictwem wzmacniacza US4A do układu sumującego wejściowego. Jednocześnie sygnał ten kierowany jest do zespołu filtrów dolnoprzepustowych FDP3 i FDP4. Częstotliwość graniczna filtra FDP3 wynosi 6 kHz a filtra FDP4 2 kHz. Zadaniem tych filtrów jest wytłumienie niepożądanych składowych na wyjściu linii opóźniających (łącznie z sygnałem o częstotliwości zegara).

Przy efekcie echa sygnał pobierany jest z wyjścia filtru FDP4 i kierowany do wzmacniacza sumującego wyjściowego. Przy efekcie pogłosu sygnał pobierany z wyjścia filtru FDP3 kierowany jest także do wyjściowego wzmacniacza sumującego, a dodatkowo do wtórnika US13A sterującego wejścia wzmacniaczy w torze opóźniającym. Regulacja wielkości sygnału echa lub pogłosu podawanego do wyjściowego wzmacniacza sumującego umożliwiła zwiększanie lub zmniejszanie efektu.



Rys. 1 Schemat blokowy urządzenia pogłosowego



Rys. 2 Schemat ideowy urządzenia pogłosowego

Ważnym członem całego układu jest generator zegarowy pracujący w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 200 kHz. Generator wytwarza dwa przebiegi o tej samej częstotliwości lecz przeciwnych fazach. Z uwagi na duże pojemności wejść zegarowych układów opóźniających zastosowano wtórniki emiterowe (T1 i T2). Z wyjść wtórników, sygnały zegarowe podawane są do wejść zegarowych układów opóźniających. Zmiana częstotliwości sygnału zegarowego zmienia opóźnienie wprowadzane przez układy opóźniające. Objawia się to zmianą częstotliwości powtarzania sygnałów echa lub pogłosu.

Dość skomplikowany układ zasilania zostanie opisany w części dotyczącej schematu ideowego.

Dane techniczne

Maksymalny sygnał wejściowy	1,5 V
Rezystancja wejściowa	220 kΩ
Tłumienie sygnału bezpośredniego	0 dB
Rezystancja wyjściowa	22 kΩ
Pasma częstotliwości	
– sygnał bezpośredni	20 ÷ 20 000 Hz
– sygnał echa	50 ÷ 2 000 Hz
– sygnał pogłosu	50 ÷ 6 000 Hz
Czas opóźnienia sygnału	10 ÷ 200 ms
Napięcie zasilające	9 V
Pobierany prąd	25 mA

Schemat ideowy i działanie

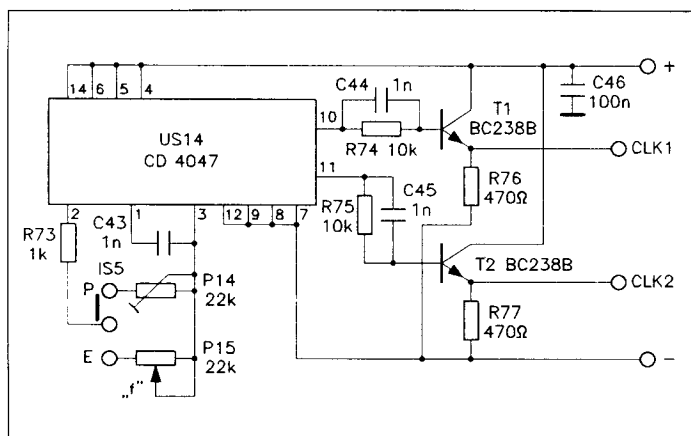
Schemat ideowy urządzenia bez generatora zegarowego i układu zasilającego przedstawiono na rys. 2.

Sygnał wejściowy podawany jest do wtórnika (US1A). Z jego wyjścia tzw. sygnał bezpośredni kierowany jest do wzmacniacza sumującego (US13B) i dalej na wyjście układu. Sygnał z wyjścia wtórnika o regulowanym za pomocą potencjometru nastawnego P1 poziomie podawany jest na wejście wzmacniacza sumującego US1B. Do wejścia tego wzmacniacza podawany jest także, regulowany sygnał opóźniony. Z wyjścia wzmacniacza US1B sygnał podawany jest na wejście dwóch dwuczłonowych filtrów dolnoprzepustowych. Pierwsze dwa człony (US2) stosowane są do fil-

tracji sygnału wejściowego pogłosu. Dwa kolejne człony (US3) filtrują sygnał wejściowy echa. Przełącznik IS2 w zależności od rodzaju efektu wybiera sygnał z wyjścia układu US2B lub US3B. Sygnał ten podawany jest dalej do wzmacniacza wejściowego US4B toru opóźniającego. Z jego wyjścia sygnał podawany jest do pierwszego układu opóźniającego US5.

Napięcie zasilające wszystkich układów opóźniających jest dodatkowo filtrowane rezystorami 10 Ω i kondensatorami 2,2 μF w celu zmniejszenia przenikania sygnału zegarowego do obwodów zasilania. Do nóżki 4 układów opóźniających podawane jest napięcie obniżone (14/15 napięcia zasilającego nóżki 5) wymagane do poprawnej pracy układów. Do nóżek 2 i 6 doprowadzane są sygnały zegarowe CLK1 i CLK2. Sygnał wyjściowy (opóźniony) uzyskuje się na wyprowadzeniach 7 i 8. Jedną z składowych sygnału wyjściowego jest sygnał zegarowy występujący na tych wyprowadzeniach w przeciwnych fazach. Połączenie ich umożliwia kompensację sygnału zegarowego. Do dokładnej kompensacji używane są potencjometry nastawne P5, P7, P9 i P11.

Z suwaka P5 sygnał podawany jest za pośrednictwem rezystora nastawnego P6 do wzmacniacza sumującego – rozdzielającego US6A. Wzmacniacz ten jak i kolejne (US6B, US9A i US9B) służą do wzmocnienia sygnału stłumionego przez układ opóźniający. Potencjometry nastawne P6, P8, P10 i P12 przewidziane są do dokładnej regulacji sygnałów wyjściowych opóźnionych z każdej dwójki (układ opóźniający – wzmacniacz). Do wejść wzmacniaczy podawany jest sygnał opóźniony pogłosu z wyjścia toru opóźniającego po filtracji. Z wyjść wzmacniaczy pobierane są sygnały pogłosu doprowadzane do wzmacniacza sumującego US4A i podawane dalej do wejściowego wzmacniacza sumującego. Odpowiedni dobór rezystorów na wejściu wzmacniaczy jak i dzielników wyjściowych umożliwia uzyskanie korzystnych efektów pogłosu. Podawanie sygnałów jak i ich pobieranie ze wzmacniaczy w torze opóźniającym nie jest realizowane przy efekcie echa. Przy tym efekcie sygnał opóźniony z wyjścia US9B podawany jest do US4A i do wejścia, wyjściowego filtru dolnoprzepustowego US11A.



Rys. 3 Generator zegarowy

Dwuczłonowy filtr zrealizowany na US11 przewidziany jest do filtracji wyjściowego sygnału pogłosu. Filtr na US12 filtruje wyjściowy sygnał echa. Wyjścia filtrów przełączane są przełącznikiem IS4. Sygnał z przełącznika podawany jest za pośrednictwem potencjometru P13 do wyjściowego wzmacniacza sumującego. Potencjometr nastawny P4 przewidziany jest do skompensowania tłumienia sygnału opóźnionego wprowadzanego potencjometrem nastawnym P1.

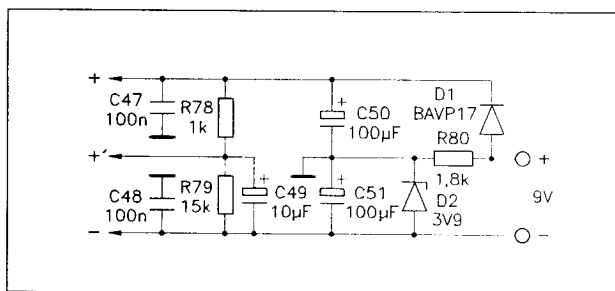
Za pomocą przełącznika IS3 przy efekcie pogłosu sygnał z wyjścia filtru (US11B) podawany jest do wtórnika US13A i dalej na wejście wzmacniaczy w torze opóźniającym.

Przełącznik IS1 przeznaczony jest do przełączania wejścia wzmacniacza US4A do wyjść wszystkich wzmacniaczy w torze opóźniającym (pogłos) lub tylko do wyjścia toru opóźniającego US9B (echo).

Na rys. 3 przedstawiony jest schemat ideowy generatora zegarowego.

Zrealizowano go na układzie czasowym CMOS – CD 4047 (US14). Częstotliwość generatora określona jest pojemnością kondensatora C43 i wypadkowymi rezystancjami R73 i P14 dla pogłosu lub R73 i P15 dla echa. Sygnały wyjściowe na wyprowadzeniach 10 i 11 to sygnały wyjściowe wewnętrznego dzielnika częstotliwości. Dzięki takiemu rozwiązaniu uzyskano symetrię przebiegu (jednakowy czas trwania połówek o wysokim poziomie i niskim). Przy częstotliwościach wyjściowych od 10 kHz do 200 kHz częstotliwości generowane zawierają się w przedziale 20 do 400 kHz. Właściwe sygnały zegarowe CLK1 i CLK2 uzyskuje się na wyjściach wtórników emiterowych na tranzystorach T1 i T2.

Dość skomplikowany układ zasilania przedstawiony jest na rys. 4. Skomplikowanie układu wynika z możliwości zasilania bateryjnego jak i konieczności zapewnienia właściwej współpracy układów zasilanych symetrycznie (wzmacniacze operacyjne) i niesymetrycznie (generator zegarowy i układy opóźniające).



Rys. 4 Układ zasilający

Napięcie zasilające z zasilacza stabilizowanego lub baterijki podawane jest przez diodę D1 zabezpieczającą przed podłączeniem zasilania w kierunku odwrotnym. Przy zasilaniu bateryjnym wskazane jest zastąpienie tej diody zworą. Dioda Zenera D2 służy do uzyskania napięcia odniesienia do zasilania wzmacniaczy operacyjnych. Dzielnik rezystancyjny R78 i R79 przewidziany jest do uzyskania napięcia zasilającego wyprowadzenia 4 układów opóźniających.

Montaż i uruchomienie

Zasady montażu i kolejność montażu są typowe. Należy zaznaczyć, że wszystkie potencjometry jak i przełącznik rodzaju efektu montowane są poza płytką drukowaną. Widok płytki drukowanej przedstawiono na rys. 5.

Po zamontowaniu wszystkich elementów na płytce należy przemyśleć sposób jej zamocowania w obudowie oraz rozmieszczenie potencjometrów i przełącznika. Jako przełącznik rodzaju efektu proponuję segment potrójny niezależny Isostat. Ze sposobu montażu będą

wynikały długości przewodów do podłączenia potencjometrów i przełącznika. Przewody powinny być jak najkrótsze i ekranowane.

Do zasilania urządzenia proponuję wykorzystanie zewnętrznego zasilacza stabilizowanego 9 V lub baterijkę 9 V. Przekroczenie napięcia 9 V może spowodować uszkodzenie układów opóźniających. Przed podłączeniem zasilania sprawdzić wielkość napięcia i kierunku.

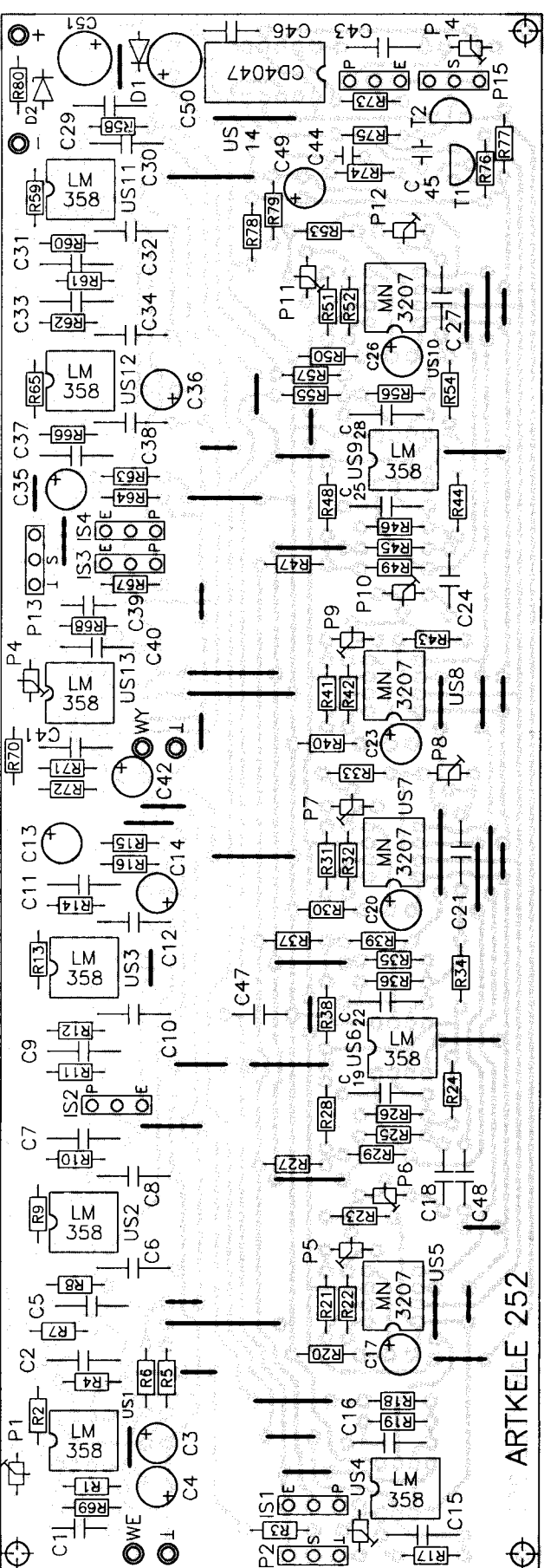
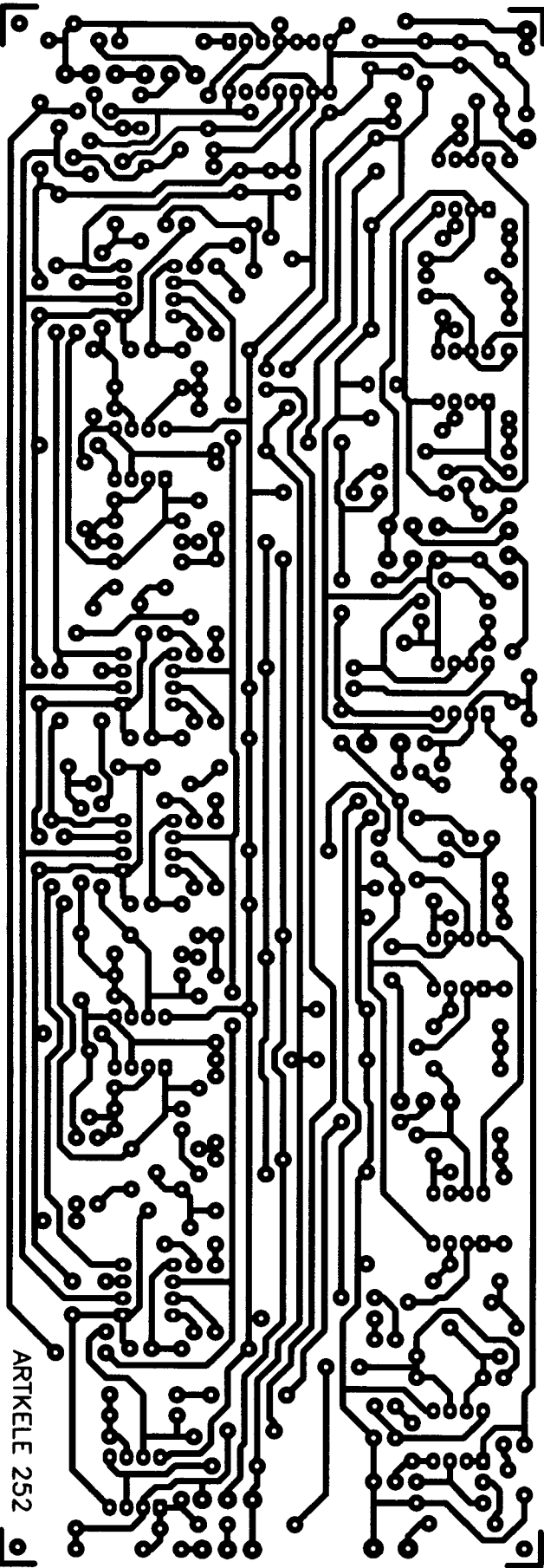
Po sprawdzeniu poprawności montażu i podłączeniu zasilania można przystąpić do uruchamiania układu. Do tego celu niezbędny będzie generator sygnałów małej częstotliwości i oscyloskop. Brak tych przyrządów znacznie utrudnia poprawne uruchomienie. Zakładam, że każdy radioamator, który podejmie się budowy i uruchomienia tego urządzenia posiada miernik uniwersalny.

Uruchamianie rozpocząć należy od sprawdzenia poprawności napięć zasilających wszystkich układów scalonych. Powinny one wynosić odpowiednio –3,9 V, +4 V i +4,5 V względem punktu odniesienia (masy). Wszystkie potencjometry i rezystory nastawne ustawić w środkowe położenia. Potencjometry P2 i P13 skrócić na minimum sygnału. Przełącznik rodzaju efektu przełączyć na echo (E).

Sprawdzić oscyloskopem występowanie sygnałów zegarowych na wyprowadzeniach 10 i 11 US14. Sprawdzić zakres regulacji częstotliwości sygnału zegarowego, który powinien zawierać się w przedziale 10 do 200 kHz. Ustawić częstotliwość zegara potencjometrem P15 na 10 kHz. Sprawdzić obecność sygnałów zegarowych na wyprowadzeniach 2 i 6 wszystkich układów opóźniających.

Podłączyć oscyloskop do suwaka potencjometru nastawnego P5 i regulując tym potencjometrem uzyskać wyrównanie poziomów napięcia przy kolejnych połowkach okresu przebiegu zegarowego. Operację tą powtórzyć kolejno po podłączeniu oscyloskopu do suwaków P7, P9 i P11.

Na wejście układu podać sygnał z generatora o częstotliwości 1 kHz i wartości skutecznej 0,775 V (ewentualnie o wartości zbliżonej do przewidywanej w miejscu, gdzie będzie montowany układ). Oscyloskop podłączyć do wejścia pierwszego układu opóźniającego (3 – US5). Regulując potencjometrem nastawnym P1 ustalić sygnał o wartości skutecznej 200 mV (wartość międzyszczytowa około 0,6 V). Oscyloskop przełączyć na wejście US7 i regulując rezystorem nastawnym P6 ustalić ten sam poziom. Oscyloskop przełączyć na wejście US8, regulować rezystorem nastawnym P8 na ten sam poziom napięcia. Na wejściu US10 ustalić ten sam poziom rezystorem nastawnym P10, a na wyjściu US9B rezystorem nastawnym P12. Sygnał wyjściowy powinien być pozbawiony wyraźnych zniekształceń. Po przełączeniu oscyloskopu na wyjście układu US12B powinien być także pozbawiony zawartości sygnału zegarowego. W przypadku zniekształcenia sygnału zlokalizować miejsce jego powstawania i usunąć usterkę, ewentualnie zmniejszyć wielkość sygnału.



Rys. 5 Płytką drukowaną i rozmieszczenie elementów

Ostatecznie poziom sygnału na wyjściu US9B można podnieść za pomocą rezystora nastawnego P12.

Oscyloskop podłączyć do wyjścia układu i sprawdzić występowanie sygnału o poziomie takim samym jak sygnał wejściowy. Potencjometry P2 i P13 ustawić na maksimum sygnału. Zmniejszać rezystancję rezystora nastawnego P3 aż do uzyskania niestabilności napięcia wyjściowego. Zwiększyć rezystancję P3 do wartości nieco większej od wartości wymaganej do zaniku niestabilności.

Regulacje ostateczne potencjometrem nastawnym P1 i rezystorem nastawnym P4 należy przeprowadzić po podłączeniu urządzenia pogłosowego do toru wzmacniającego. Potencjometrem P1 należy tak regulować aby największa wartość chwilowa napięcia na wejściu US5 nie powodowała zniekształceń opóźnionego sygnału wyjściowego. Rezystorem nastawnym P4 ustalić maksymalną zawartość sygnału opóźnionego w odniesieniu do sygnału bezpośredniego tak aby uzyskać jak najkorzystniejszy efekt. Dla ewentualnego zwiększenia efektu dopuszczalne jest zwiększenie napięcia wyjściowego z układu US9B za pomocą rezystora nastawnego P12.

Sprawdzić działanie układu po przełączeniu przełącznika w położenie pogłos (P). Rezystorem nastawnym P14 ustalić według własnego uznania najkorzystniejszą częstotliwość sygnału zegarowego (zalecamy 26 kHz).

Dla zwiększenia opóźnienia sygnału można eksperymentować z obniżeniem częstotliwości zegara przez zwiększenie pojemności kondensatora C43 (maksymalnie do 2 nF). Może to jednak powodować słyszalność sygnału zegarowego oraz zniekształcenia nieliniowe sygnału wyjściowego. Układ jest na tyle skomplikowany, że możliwości do indywidualnej optymalizacji jest dużo. Życzymy dobrej frajdy przy jego "dopieszczaniu" i eksploatacji.

Wykaz elementów:

US1÷US4, US6,	
US9, US11, US12, US13	– LM 358 (TL 082)
US5, US7, US8, US10	– MN 3207
US14	– CD 4047 (MCY 74047)
T1, T2	– BC 238B (BC 547B)
D1	– BAVP 17÷21 (1N4148)
D2	– BZP 683 C3V9, BZX 79 na napięcie 3,9 V
R20, R30, R40, R50	– 10 Ω /0,125 W
R5, R6, R15,	
R16, R63, R64	– 100 Ω /0,125 W
R21, R22, R31, R32,	
R41, R42, R51, R52	– 390 Ω /0,125 W
R77, R76	– 470 Ω /0,125 W
R23, R33, R43,	
R53, R73, R78	– 1 k Ω /0,125 W
R80	– 1,8 k Ω /0,125 W
R1, R74, R75	– 10 k Ω /0,125 W

R7, R8, R9, R10,	
R11, R12, R13, R14,	
R57, R58, R59, R60,	
R61, R62, R65, R66	– 12 k Ω /0,125 W
R28, R79	– 15 k Ω /0,125 W
R48	– 18 k Ω /0,125 W
R17, R18, R19,	
R27, R37, R38,	
R47, R67, R72	– 22 k Ω /0,125 W
R55	– 27 k Ω /0,125 W
R29, R39, R49	– 33 k Ω /0,125 W
R2, R3, R4,	
R68, R70, R71	– 47 k Ω /0,125 W
R24, R25, R34,	
R44, R54, R69	– 220 k Ω /0,125 W
R35	– 470 k Ω /0,125 W
R45	– 820 k Ω /0,125 W
P5, P7, P9, P11	– 220 Ω TVP 1232
P1	– 10 k Ω TVP 1232
P14	– 22 k Ω TVP 1252
P3	– 47 k Ω TVP 1232
P4, P6, P8, P10, P12	– 100 k Ω TVP 1232
P2, P13	– 10 k Ω A PR 185
P15	– 22 k Ω A PR 185
C2, C19, C22,	
C25, C28, C41	– 22 pF/50 V ceramiczny
C15, C16, C40	– 100 pF/50 V ceramiczny
C6, C8	– 750 pF/63 V KSF-020
C44, C45	– 1 nF/50 V ceramiczny
C30, C32, C43	– 1 nF/63 V KSF-020
C5, C7	– 1,5 nF/63 V KSF-020
C29, C31	– 2 nF/63 V KSF-020
C10, C12	– 2,4 nF/63 V KSF-020
C34, C38	– 3,3 nF/63 V KSF-020
C9, C11	– 4,7 nF/63 V KSF-020
C33, C37	– 6,8 nF/63 V KSF-020
C18, C21, C24,	
C27, C39, C46,	
C47, C48	– 100 nF/63 V MKSE 20
C1	– 220 nF/63 V MKSE 20
C17, C20, C23,	
C26, C42	– 2,2 μ F/50 V 04/U
C3, C4, C13,	
C14, C35, C36,	
C49	– 10 μ F/25 V 04/U
C50, C51	– 100 μ F/10 V 04/U
IS1 – IS5	– segment potrójny Isostat (niezależny)

płytki drukowana 252

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 5,87 zł (58.700 zł) + koszty wysyłki.

Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz IV strona okładki.

◇ R. K.

Mikroprocesorowy miernik częstotliwości cz. 4

Ten artykuł stanowi ostatnią część opisu konstrukcji częstościomierza. Poniżej przedstawiono wszystkie ważniejsze parametry miernika. Dają one pełny obraz możliwości pomiarowych tego urządzenia.

Zakres częstotliwości	0÷20 MHz (0÷40 MHz)
Napięcie wejściowe:	
– sinusoidalne do 5 MHz	50 mV÷50 V
– sinusoidalne 5÷10 MHz	100 mV÷50 V
– sinusoidalne 10÷20 MHz	150 mV÷50 V
– podzakresy	50 mV÷5 V
	0,5 V÷500 V
Impedancja wejściowa:	
– dla zakresu 5 V	500 kΩ, 40 pF
– dla zakresu 50 V	100 kΩ, 40 pF
Poziom wyzwalania:	
– dla zakresu 5 V	–2÷+2 V
– dla zakresu 50 V	–20÷+20 V
Ustawianie poziomu wyzwalania:	
– dla f=100 Hz÷20 MHz	
i wypełnienia 0,3÷0,7	automatyczne
– dla f=0÷20 MHz	ręczne
Maksymalna częstotliwość bezpośrednio mierzonego sygnału (bez preskalera)	25 MHz*
Zakres pomiaru:	
– czasu	1 ms÷99999999 ms
– częstotliwości	1,00000 Hz÷9,99999 GHz**
– okresu	1,00000 s÷100 ps**
– współczynnika wypełnienia	0,1÷99,9%
Zakres częstotliwości pracy generatora	0,1000 Hz÷9,999 kHz
Kształt generowanego przebiegu	prostokąt, wypełnienie 50%
Zakres zliczania (w górę lub w dół)	1÷99999999 impulsów
Maksymalna częstotliwość zliczania	100 kHz
Opcje dodatkowe*** :	
– pomiar rezystancji	100 Ω÷10 MΩ
– pomiar pojemności	100 pF÷100 μF
– pomiar indukcyjności	100 μH÷100 mH
Dokładność pomiaru:	
– częstotliwości, okresu	±1·10 ⁻⁶ + niedokładność kwarcu (6 cyfr znaczących)
– współczynnika wypełnienia	±0,1%
– czasu	±1 ms
– rezystancji, pojemności, indukcyjności	±1·10 ⁻⁴ + niedokładność przystawki (4 cyfry znaczące)
Krótkoterminowa dokładność generatora	±1 μs (względem wartości wyświetlanej)
Długoterminowa dokładność generatora	niedokładność kwarcu
Parametry monitora wartości:	
– dokładność ustawienia wartości śledzonej	4 cyfry znaczące w pełnym zakresie pomiarowym
– zakres ustawiania tolerancji okna śledzenia	±0,1÷25%

* – przy zastosowaniu liczników US6, US8 szybkiej serii np. ACT, S, F

** – z preskalerem

*** – po zastosowaniu odpowiednich przystawek

Przejdźmy do opisu funkcji spełnianych przez częstościomierz.

Obsługa funkcji zorganizowana została w postaci kilkupoziomowego menu. Wybór poszczególnych opcji oraz dokonywanie nastaw możliwe jest za pośrednictwem klawiszy [LEWO], [PRAWO], [WPROWADŹ], [WYJDŹ] i [FUNKCJA]. Na górnym wierszu wyświetlaczy dwuwierszowych umieszczane są dodatkowe informacje ułatwiające obsługę miernika np. nazwa aktualnego menu.

Zamierzeniem programisty było osiągnięcie jak największej przejrzystości obsługi. Ograniczona ilość klawiszy stworzyła konieczność przypisania niektórym klawiszom podwójnych funkcji. Na rys.1 wyszczególniono funkcje przypisane poszczególnym klawiszom.

Hierarchiczną organizację menu przedstawiono na rys. 2. Pola w szarym kolorze oznaczają opcje menu, które posiadają swoją podopcję – niższy poziom menu. I tak np. naciskając klawisz [WPROWADŹ] przy wyświetlanej opcji "Częstotliwość" (menu główne) przejdziemy do następnego poziomu menu – w tym przypadku menu wyboru konfiguracji. Wyjście z danego poziomu menu następuje po naciśnięciu klawisza [WYJDŹ].

Poniżej opisano ważniejsze opcje menu z rys. 2. Przyjęto następujący sposób oznaczeń: pierwszy numer, cyfra rzymska – poziom menu, drugi numer, cyfra arabska – numer porządkowy opcji na danym poziomie menu. Opcje powtarzające się nie zostały wyszczególnione.

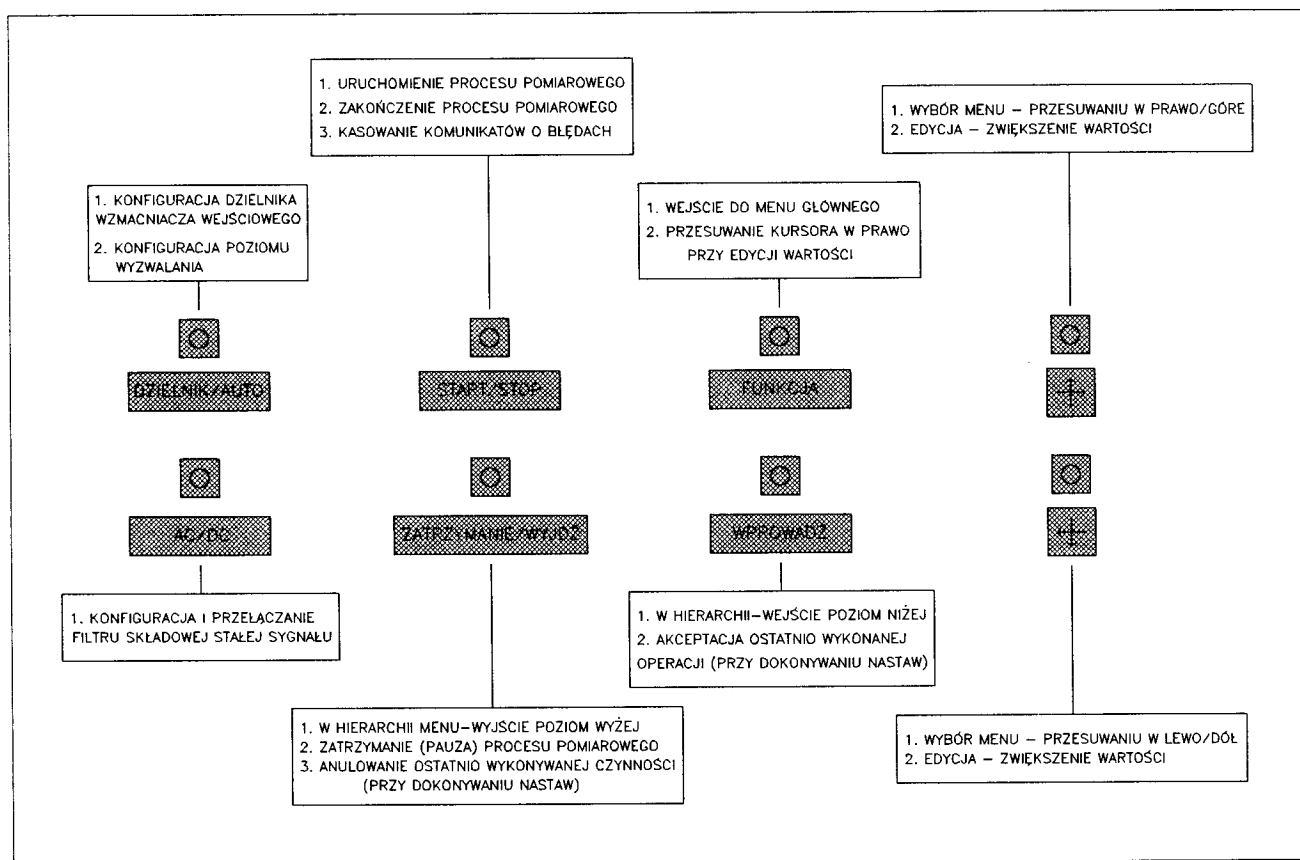
I.1. "Preskaler" – wybór trybu pracy (z preskalerem lub bez)

I.2. "Częstotliwość" – menu pomiaru częstotliwości

I.3. "Okres" – menu pomiaru okresu

I.4. "Współczynnik wypełnienia" – menu współczynnika wypełnienia

II.1. "Wybór wejścia" – wybór wejścia do którego doprowadzony zostanie sygnał mierzony



Rys. 1 Funkcje realizowane przez poszczególne klawisze

III.1. "Wejście LF" – wejście wzmacniacza – częstotliwości z zakresu 1 Hz – 25 MHz (również z preskalera)

III.2. "Wejście HF" – wejście TTL (W4) – częstotliwości z zakresu 1 Hz – 25 MHz (również z preskalera)

II.2. "Metoda pomiaru" – ustalenie sposobu wyświetlania pomiarów

III.4. "Pomiar ciągły" – pomiary dokonywane są bez przerwy

III.5. "Pomiar pojedynczy" – każdorazowe naciśnięcie klawisza [START] wyzwala jeden pomiar

III.6. "Średnia N pomiarów" – wejście do edycji wartości N, uśrednianie N pomiarów – średnia wyświetlana będzie co N pomiarów

II.3. "Sygnał dźwiękowy" – ustalenie sposobu zachowania buzzera podczas pomiaru

III.7. "Tik po każdym pomiarze" – po wyświetleniu każdego pomiaru generowany będzie krótki sygnał dźwiękowy

III.8. "Wyłączony" – sygnał dźwiękowy nie będzie generowany po każdym pomiarze

II.4. "Monitor" – konfiguracja monitora – funkcji śledzącej mierzoną wartość

III.9. "Ustaw wartość" – edycja wartości śledzonej

III.10. "Ustaw tolerancję" – edycja tolerancji (ustalenie szerokości okna śledzenia)

III.11. "Sygnał dźwiękowy" – konfiguracja sygnału dźwiękowego generowanego przez monitor

IV.1. "Włączony w zakresie" – sygnał dźwiękowy jest generowany, gdy mierzona wartość pokrywa się z

wartością ustawioną w monitorze z dokładnością do zadanej tolerancji

IV.2. "Wyłączony w zakresie" – sygnał dźwiękowy jest generowany, gdy mierzona wartość nie pokrywa się z wartością ustawioną w monitorze z dokładnością do zadanej tolerancji

IV.3. "Tik przy przejściach" – jeżeli w dwóch kolejnych pomiarach nastąpi przejście poza lub do zakresu tolerancji, zostanie wygenerowany krótki sygnał dźwiękowy

I.5. "Czas" – menu pomiaru czasu

II.5. "Sposób wyzwiania" – Ustalenie sposobu wyzwiania pomiaru czasu

III.12. "Zbocze narastające" – pomiar czasu zostanie zainicjowany po pojawieniu się narastającego zbocza sygnału na wybranym wejściu (LF lub HF)

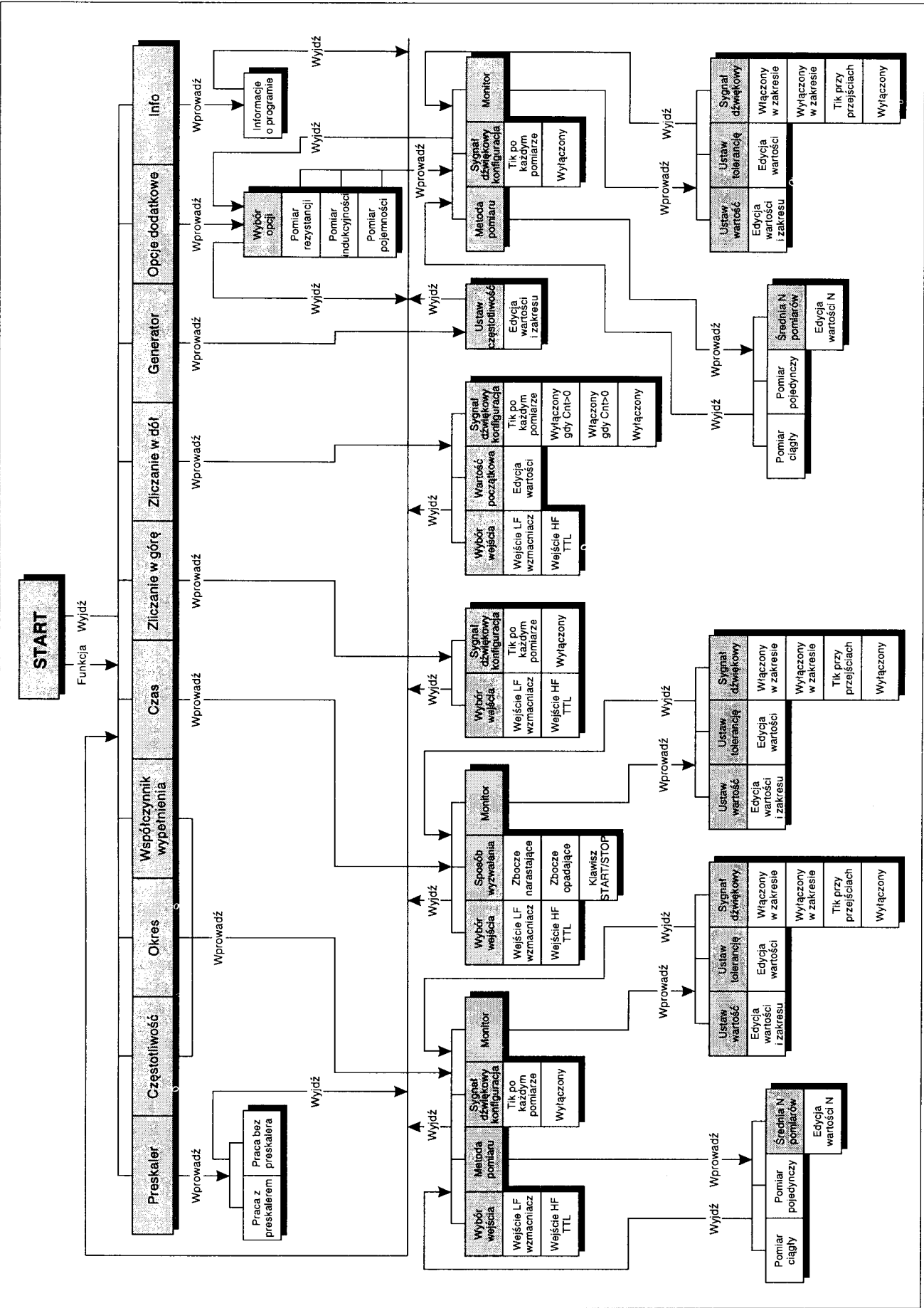
III.13. "Zbocze opadające" – pomiar czasu zostanie zainicjowany po pojawieniu się opadającego zbocza sygnału na ustalonym wejściu (LF lub HF)

III.14. "Klawisz START/STOP" – naciśnięcie klawisza [START] wyzwoli czasomierz, ponowne naciśnięcie klawisza [START], spowoduje jego zatrzymanie – możliwość wykorzystania miernika jako dokładnego stopera

I.6. "Zliczanie w górę" – menu zliczania w górę

I.7. "Zliczanie w dół" – menu zliczania w dół

II.6. "Wartość początkowa" – edycja wartości, od której ma się rozpocząć zliczanie



Rys. 2 Organizacja menu miernika częstotliwości

II.7. "Sygnał dźwiękowy" – konfiguracja sygnału dźwiękowego generowanego przy zliczaniu w dół

III.15. "Tik po każdym pomiarze" – po każdym zliczonym impulsie zostanie wygenerowany krótki sygnał dźwiękowy

III.16. "Wyłączony gdy Cnt > 0" – sygnał dźwiękowy zostanie włączony, gdy licznik osiągnie wartość 0

III.17. "Włączony, gdy Cnt > 0" – sygnał dźwiękowy będzie włączony tak długo, aż licznik nie osiągnie wartości 0

III.18. "Wyłączony" żaden sygnał dźwiękowy nie będzie generowany podczas liczenia

I.8. "Generator" – menu generatora

II.8. "Ustaw częstotliwość" – edycja wartości i zakresu generowanej częstotliwości

I.9. "Opcje dodatkowe" – wybór opcji dodatkowych dostępnych po dołączeniu odpowiednich przystawek

II.9. "Pomiar rezystancji" – menu opcji dodatkowej – pomiaru rezystancji. Dostępne po dołączeniu przystawki R/f

II.10. "Pomiar indukcyjności" – menu opcji dodatkowej – pomiaru indukcyjności. Dostępne po dołączeniu przystawki L/f

II.11. "Pomiar pojemności" – menu opcji dodatkowej – pomiaru pojemności. Dostępne po dołączeniu przystawki C/f

I.10. "Info" – wyświetlenie informacji o programie

Rozpoczęcie pomiaru następuje po naciśnięciu klawisza [START/STOP] na dowolnym poziomie menu wybranej opcji (min. 2 poziom menu). Naciśnięcie klawisza [START/STOP] w menu głównym nie przyniesie żadnych rezultatów, gdyż procesor nie będzie wiedział jaką wielkość ma mierzyć.

Opcje dodatkowe wymagają użycia przetworników mierzonych wielkości na częstotliwość. Sygnały DZW1 – DZW3 wyprowadzone na złączkę W4 umożliwiają automatyczne przełączanie zakresów, synchronizowane od

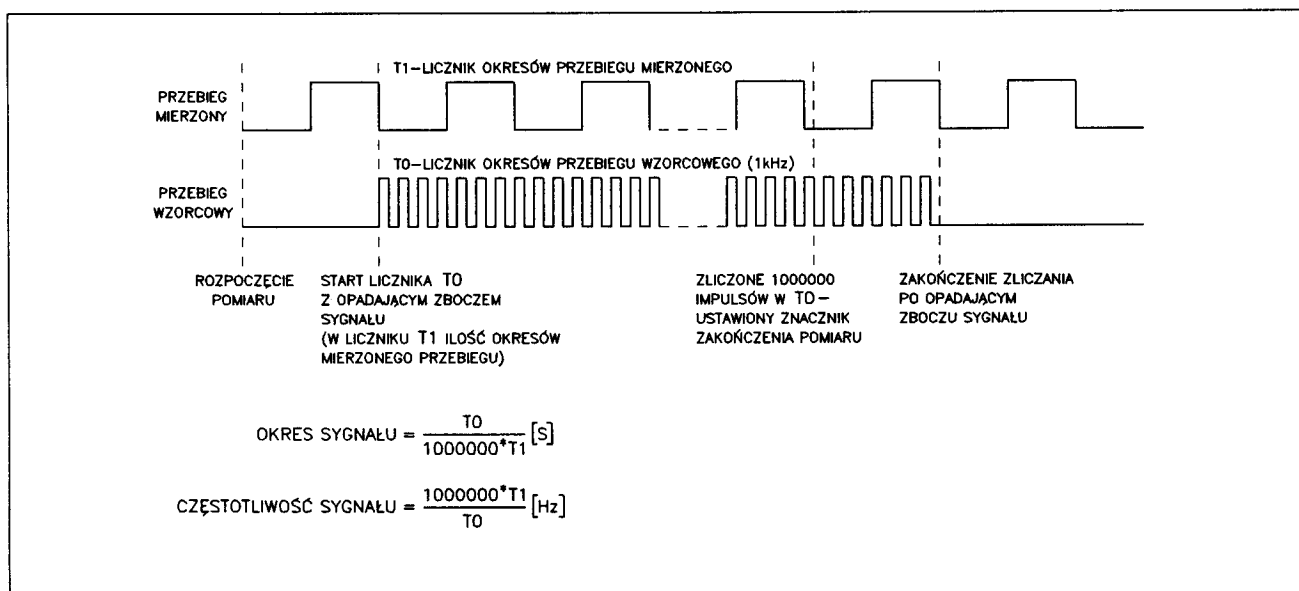
strony mikroprocesora. Zakres mierzonych częstotliwości w trybie opcji dodatkowych zawiera się w granicach $900 \text{ Hz} - 1 \text{ kHz} \div 10 \text{ kHz} - 11 \text{ kHz}$ i jest niezmienny dla każdego z zakresów pracy przystawki. Przełączenie na zakres niższy następuje, gdy częstotliwość jest mniejsza od 900 Hz , przejście na zakres wyższy następuje, gdy zmierzona częstotliwość przekroczy 11 kHz . W tabeli 1 przedstawiono zakresy pracy i odpowiadające im stany sygnałów sterujących.

Na rys. 3. zobrazowano schematycznie metodę pomiaru częstotliwości i okresu. Na rys. 4 przedstawiono tą samą metodę w ujęciu algorytmicznym. Zastosowana metoda, dzięki synchronizacji z mierzonym przebiegiem, pozwala na dokładny pomiar (6 cyfr znaczących) w czasie 1 s. Jeden zakres pomiarowy obejmuje częstotliwości od 1 Hz do 100 kHz . Tak więc do pokrycia całego zakresu pracy częstotlicznika wystarczą dwa zakresy:

1. $1 \text{ Hz} \div 100 \text{ kHz}$
2. $100 \text{ kHz} \div 25 \text{ MHz}$

Automatyczne przełączanie zakresów częstotliwości i okresu odbywa się w następujący sposób. Przed każdym pomiarem dokonywany jest próbny pomiar częstotliwości ze zmniejszoną dokładnością przy podziale dzielnika (US8, US6) równym 256. Jeżeli zmierzona częstotliwość jest mniejsza od 100 kHz , to zostanie ustalony podział dzielnika równy 1:1. Jeżeli zmierzona częstotliwość będzie większa od 100 kHz , to podział programowanego dzielnika pozostanie równy 256.

Miernik pozwala na pomiar częstotliwości ("Częstotliwość") nie mniejszych od 1 Hz . Próba pomiaru mniejszej częstotliwości zakończy się zgłoszeniem stosownego błędu. Osoby zainteresowane pomiarem częstotliwości lub interwałów czasowych mniejszych od 1 Hz , mogą wykorzystać opcję pomiaru czasu. Ustawienie wyzwalania na jedno ze zboczy (narastające lub opadające), pozwoli na pomiar czasu trwania pełnego okresu badanego przebiegu.



Rys. 3 Zasada pomiaru częstotliwości i okresu

Tabela 1

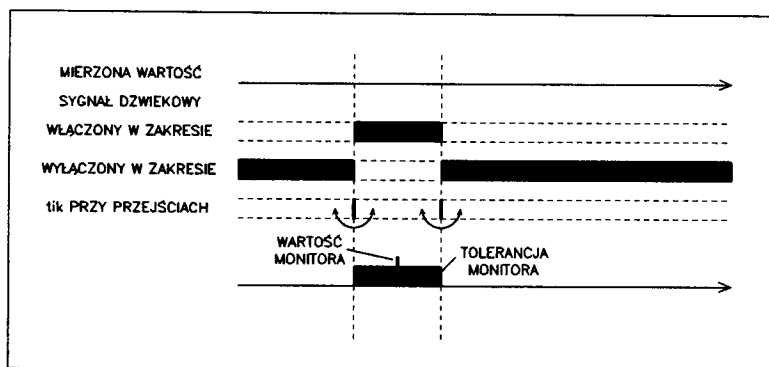
Sygnały sterujące w poszczególnych zakresach pomiarowych rezystancji, pojemności i indukcyjności

DZW1	DZW2	DZW3	R	C	L
0	0	0	100Ω÷1kΩ	100pF÷1nF	100uH÷1mH
0	0	1	1kΩ÷10kΩ	1nF÷10nF	1mH÷10mH
0	1	0	10kΩ÷100kΩ	10nF÷100nF	10mH÷100mH
0	1	1	100kΩ÷1MΩ	100nF÷1μF	
1	0	0	1MΩ÷10MΩ	1μF÷10μF	
1	0	1		10μF÷100μF	

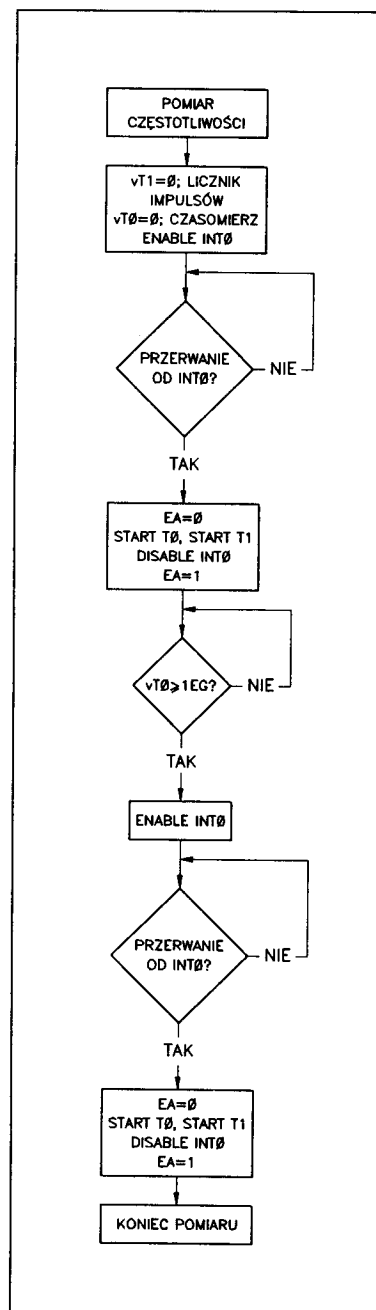
Ustawianie wartości monitora zostało zorganizowane w notacji inżynierskiej, czyli z mnożnikiem dziesiętnym (np. 123E-4 = 123·10⁻⁴ = 0,0123). Początkowo korzystanie z takiej notacji może być nieco kłopotliwe, szczególnie dla osób które nigdy wcześniej się z nią nie spotkały. Przy przechodzeniu z notacji inżynierskiej na zapis dziesiętny, pomocna może okazać się metoda, którą opiszę poniżej. Dla wyjaśnienia posłużę się przykładem. Weźmy np. liczbę 3845E+2. Ustawiamy przecinek na ostatniej pozycji liczby i dopisujemy zero: 3845,0; następnie przesuwamy przecinek w kierunku zależnym od znaku po "E" o tyle pozycji ile wynosi wykładnik (cyfra po znaku). Jeżeli jest to "+" w prawo, natomiast jeżeli "-" w lewo. W naszym przykładzie, przesuwamy przecinek w prawo o dwie pozycje, za każdym razem dopisując zero z prawej strony. Po wykonaniu tej operacji, mamy gotowy wynik w postaci dziesiętnej: 384500. Inny przykład: 9546E-4. Dopisujemy przecinek i przesuwamy go o cztery pozycje w lewo: 0,9546. Aby przejść w drugą stronę tzn. z notacji dziesiętnej na inżynierską należy przeprowadzić analogiczne przekształcenia.

Wszystkie inne wartości są wyświetlane przez częstościomierz w postaci dziesiętnej z uwzględnieniem zakresu np. 763,238 kHz.

Sposób edycji jest następujący. Klawiszem [WPROWADŹ] wybieramy opcję edycji (np. "Okres" → "Monitor" → "Ustaw tolerancję"). Klawiszem [FUNKCJA] przesuwamy kursor, a klawiszami [PRAWO], [LEWO] modyfikujemy wartość wybranej pozycji. Jeżeli chcemy anulować całą edycję i powrócić do wartości poprzednio ustawionej – naciskamy klawisz [WYJDŹ]. Jeżeli natomiast akceptujemy nastawę – naciskamy klawisz [WPROWADŹ].

**Rys. 5 Zasada działania monitora**

Na rys. 5 przedstawiona została zasada działania monitora wartości mierzonej. Wyłączenie monitora następuje po wybraniu opcji: "Monitor" → "Sygnał dźwiękowy" → "Wyłączony". Celem uproszczenia programu, monitor przy opcji pomiaru współczynnika wypełnienia ma również 4 cyfry. Ponieważ, jak wiemy, pomiar współczynnika wypełnienia odbywa się z dokładnością trzycyfrową, więc czwarta cyfra w monitorze będzie ignorowana.

**Rys. 4 Algorytm pomiaru częstotliwości**

Jeżeli zamierzamy uzyskać wartość średnią z kilku pomiarów (od 2 do 100), to posłużymy nam do tego celu opcja menu "Średnia N pomiarów". Po wybraniu tej opcji (klawisz [WPROWADŹ]), można będzie ustawić żadaną ilość pomiarów, z której ma być obliczona średnia arytmetyczna. Po dokonaniu nastawy (klawisze [GÓRA], [DÓŁ]), kończymy edycję klawiszem [WPROWADŹ]. Następnie, po uruchomieniu procesu pomiarowego, wyniki będą wyświetlane co N-ty pomiar.

Dla lepszej orientacji, na wyświetlaczu będzie wyświetlany licznik ilości pomiarów, które pozostały do obliczenia kolejnej wartości średniej.

Generator pozwala na generację prostokątnych sygnałów testowych do częstotliwości maksymalnie 10 kHz. Niestety nie jest możliwe zwiększenie zakresu generowanych częstotliwości ze względu na rozbudowane procedury obsługi przerwań.

Konstrukcja таймерów kontrolera 80C52 nie pozwala na generowanie wszystkich ustawionych częstotliwości. Aby nie wnikać w istotę dość złożonego zagadnienia, ograniczę się do stwierdzenia, że im niższa generowana częstotliwość, tym dokładniej można ją zdefiniować. Częstościomierz został wyposażony w funkcję wyznaczającą automatycznie wartości początkowe liczników, tak aby generowana częstotliwość była najbliższa zdefiniowanej. Efekt działania tej funkcji jest widoczny na wskaźniku w trakcie pracy generatora. Wyświetlana jest wówczas wartość okresu rzeczywiście generowanej częstotliwości.

Wszystkie zakresy pomiarowe są zabezpieczone przed wystąpieniem sytuacji wyjątkowych. Wyświetlany jest wówczas komunikat informujący o typie błędu. Kasowanie komunikatów o błędach następuje przy użyciu klawisza [START/STOP].

Po wyzerowaniu systemu mikroprocesorowego (włączenie zasilania) zostają przyjęte następujące wartości początkowe parametrów konfiguracyjnych:

"Prescaler"	– "Praca bez preskalera"
"Monitor"	– "Wyłączony"
"Wybór wejścia"	– "Wejście LF (wzmacniacz)"
"Filtr składowej stałej"	– "Włączony" (AC)
"Metoda pomiaru"	– "Pomiar ciągły"
"Dzielnik wejściowy"	– "1:1"
"Poziom wyzwalania"	– "POT." (potencjometr)
"Sygnał dźwiękowy"	– "Tik po każdym pomiarze"
Podział preskalera	– zgodny z ustawieniem zworek na złączu konfiguracyjnym
Ilość lini wyświetlacza	– zgodna z ustawieniem zworki AUX

Głównie ze względów ekonomicznych zdecydowano się na stworzenie dwóch wersji programów. Różnią się one tylko i wyłącznie sposobem komunikacji szeregowy z komputerem.

W prostszej wersji programu, przez port szeregowy dane wysyłane są tylko w jedną stronę (z częstościomierza do komputera). Po każdym pomiarze wysyłany jest przez RS wynik pomiaru w formacie tekstowym (kody ASCII). Aby odebrać te komunikaty, na komputerze nie jest potrzebny żaden program (oprócz DOS-u). Musimy odpowiednio skonfigurować port szeregowy do którego dołączony został nasz częstościomierz. Założmy, że jest to port COM3. Piszemy wówczas: mode com3 2400,none,8,n,1. Następnie, po uruchomieniu procesu pomiarowego i napisaniu: copy com3 con, wyniki pomiarów będą wyświetlane na ekranie komputera. Aby zapisać wyniki pomiarów do pliku należy wydać polecenie: copy com3 plik.dat.

Wersja rozwojowa programu posiada poszerzone możliwości komunikacyjne, co w skrócie zostanie opisane poniżej.

Uruchomiony na komputerze program wysyła co pewien czas sygnał żądania połączenia (rozkaz 0xAA) i oczekuje na sygnał potwierdzenia (rozkaz 0x55).

Częstościomierz w stanie podstawowym (wyświetlany tekst startowy) sprawdza cyklicznie, czy nie nadeszło żądanie połączenia od komputera (rozkaz 0xAA). Jeżeli nadeszło, to wysyła sygnał potwierdzenia (rozkaz 0x55). Od tej chwili, obydwa programy ustawiają znacznik nawiązanego połączenia – częstościomierz przechodzi w tryb "SLAVE" (niewolnika), a komputer w tryb "MASTER" (nadzorcy). W częstościomierzu nieaktywna staje się większość klawiszy.

Po rozpoczęciu procesu pomiarowego, zainicjowane w programie parametry pomiaru (włącznie z ustawieniami wzmacniacza wstępnego) zostają przesłane do częstościomierza. Od tej chwili częstościomierz przesyła do komputera wyniki pomiarów, a komputer potwierdza ich odebranie (możliwe jest również uruchomienie procesu pomiarowego klawiszem [START] w częstościomierzu). Decyzję o zakończeniu transmisji podejmuje komputer, przysyłając zamiast potwierdzenia odbioru danych z częstościomierza, rozkaz zakończenia procesu pomiarowego. Wówczas częstościomierz przechodzi do stanu oczekiwania. Przerwanie połączenia następuje od strony komputera po wystaniu odpowiedniego rozkazu.

Uzyskane w trakcie procesu pomiarowego dane mogą zostać wstępnie przetworzone, dzięki funkcjom dostępnym w programie. Możliwe będzie więc zobrażowanie zmian danych, przeliczenie wartości zgodnie z zadaną funkcją, aproksymacja wyników pomiarowych funkcją liniową. Wyniki pomiarów można będzie zapisać na dysk w formacie akceptowalnym przez większość arkuszy kalkulacyjnych.

Szczegółowy opis programu do PC-ta zostanie załączony na dyskietce. Możliwe jest również stworzenie programu na inny komputer wyposażony w port szeregowy RS-232. Wymaga to indywidualnego rozpatrzenia każdego przypadku. Osoby zainteresowane tym zagadnieniem, mogą otrzymać bardziej szczegółowy opis protokołu transmisji. Nie zamieszczamy go w tym artykule ze względu na ograniczoność miejsca i unikalność zagadnienia.

Na koniec jeszcze kilka uwag konstrukcyjnych.

Jak zaznaczono w poprzedniej części artykułu, mogą pojawić się problemy z uruchomieniem programowanego dzielnika częstotliwości na układach 74193. Przyczyna może tkwić w zatrzasku US4 – 74573 lub w samych licznikach. Jak wykazały próby, układy nie wszystkich serii pracują poprawnie w takiej konfiguracji. Niepoprawne działanie najłatwiej stwierdzić, sprawdzając wskazania miernika na zakresie pomiaru częstotliwości. Należy w tym celu doprowadzić sygnał o znanej (orientacyjnie) częstotliwości z zakresu od 1 Hz do 100 kHz i sprawdzić wskazania częstościomierza. Jeżeli są poprawne, wówczas doprowadzamy sygnał, o częstotliwości z zakresu od 100 kHz do 10 MHz i kontrolujemy

wskazanie miernika. Jeżeli obydwa wskazania będą poprawne, uznajemy dzielnik za uruchomiony. W przeciwnym przypadku konieczna będzie sprawdzenie układów US4, US6 i US8. Pomocną może okazać się informacja, że dla zakresu 1 Hz÷100 kHz na wyjściach Q1÷Q8 układu US4 powinien panować stan wysoki. Dla zakresu 100 kHz÷25 MHz wyjścia Q1÷Q8 powinny być w stanie niskim. Pomocny przy uruchamianiu może być oscyloskop.

W sytuacji, gdy zamierzamy korzystać z kilku przeskalatorów o różnych współczynnikach podziału, możemy stanąć przed koniecznością zmiany ustawień zwojek umieszczonych na płycie mikroprocesora. Aby uniknąć konieczności każdorazowego "dobierania się" do zwojek proponuję wyprowadzenie ich np. na tylną część obudowy.

W poprzednim artykule błędnie opisano rysunek obrazujący sposób podłączenia zewnętrznego zegara do mikroprocesora. Górny rysunek dotyczy układów

NMOS (8032, 8052), a dolny układów CMOS (80C32, 80C52).

Do wersji programu z rozwiniętymi funkcjami obsługi RS'a, dołączana będzie dyskietka (3,5" 2DD) z programem obsługi na komputer IBM PC.

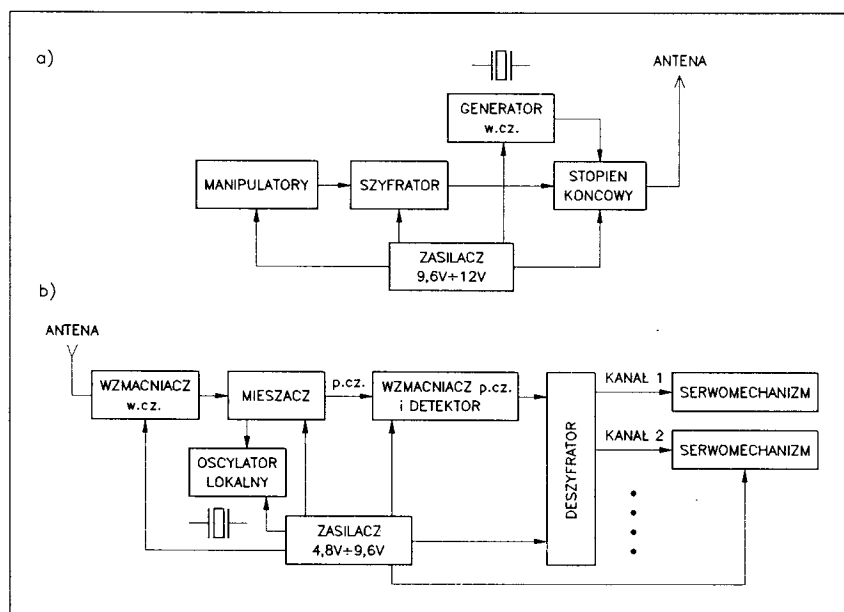
W redakcji Praktycznego Elektronika można zamawiać zaprogramowane pamięcie EPROM z uproszczoną wersją programu obsługi komputera. Na wiosnę gotowa będzie wersja z rozbudowaną obsługą komputera. Funkcje realizowane przez częstotściomierz w obu wersjach programu będą identyczne. Wszyscy Czytelnicy którzy zakupią wersję uproszczoną będą mogli po nadesłaniu oryginalnego EPROM-u, za dodatkową opłatą otrzymać wersję rozbudowaną.

Przy zamawianiu prosimy pisać EPROM-MIERNIK. Cena układu z programem wynosi 20,00 zł (200.000 zł) + koszty wysyłki.

◇ Tomasz Kwiatkowski

Siedmiokanałowa aparatura do zdalnego sterowania

Elektronika jest obecna chyba we wszystkich dziedzinach życia. Oddaje również swoje usługi modelarzom, czyli osobom zajmującym się budową modeli pojazdów, statków i okrętów, samolotów, balonów i wielu innych. Aby modele mogły poruszać się pływać, latać i wykonywać przy tym inne czynności np. zapalać i gasić światła, nadawać sygnały akustyczne, chować i wypuszczać podwozie, kłapy i inne elementy mechaniczne. Funkcje te najczęściej są realizowane za pomocą urządzeń do zdalnego sterowania. Układ taki przedstawiamy w poniższym artykule.



Rys. 1 Schemat blokowy a) nadajnika, b) odbiornika

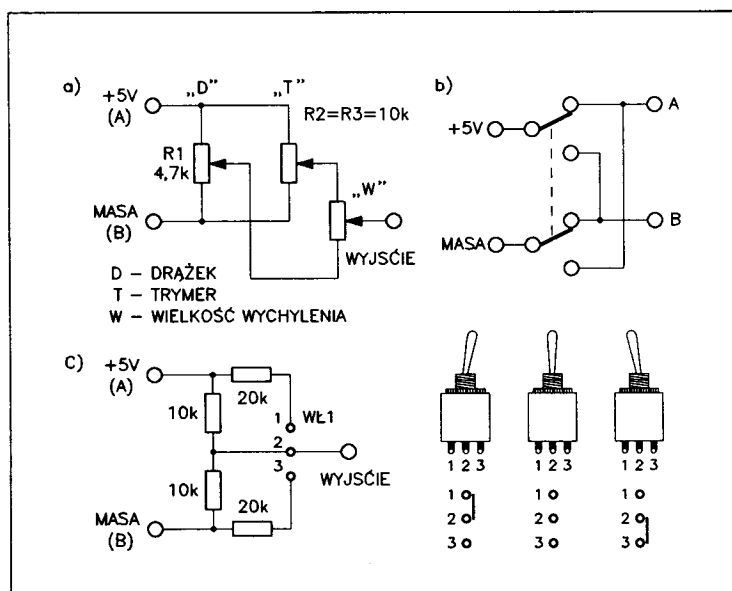
Urządzenia do zdalnego sterowania umożliwiają przesyłanie rozkazów pomiędzy nadajnikiem sterowanym przez modelarza, a odbiornikiem umieszczonym w modelu. Nośnikiem informacji może być światło widzialne i pod-

czerwone, fala akustyczna w zakresie słyszalnym i ultradźwięków, pole magnetyczne, oraz fale radiowe. Chociaż w każdym z wyżej wymienionych przykładów wykorzystywana jest elektronika, nasza propozycja będzie dotyczyć urządzeń pracujących na falach radiowych. Przemysł oferuje wiele systemów do sterowania modeli w cenie do kilku tysięcy nowych złotych. Obecnie produkowane są wyłącznie wielokanałowe urządzenia proporcjonalne. Pozwalają one na przesyłanie dwóch i więcej sygnałów umożliwiających kontrolę wielu czynności modelu. Działają one w sposób proporcjonalny, tzn. ster może być dowolnie wychylony i zatrzymany na dowolny okres czasu. Wychylenia steru są proporcjonalne do wychyleń odpowiednich dźwigni w nadajniku. Postęp techniczny spowodował, że nie produkuje się już urządzeń nieproporcjonalnych, tzn. takich w których występowało sterowanie graniczne na zasadzie 0 i 1 logicznej, oraz urządzeń jednokanałowych – pozwalających na kontrolowanie jednej czynności w modelu, lub szeregu czynności zaprogramowanych wcześniej.

Wyjątek stanowią urządzenia o specjalnym przeznaczeniu np. do modeli latających o bardzo małych wymiarach. Jako ciekawostkę można przytoczyć, że najbliższy odbiornik z mechanizmem wykonawczym i zasilaniem produkowany jest w Czechach i waży zaledwie 12 g. Pozwala to na zastosowanie go w modelach o rozpiętości skrzydeł mniejszej niż 50 cm.

Każde urządzenie do sterowania modeli, niezależnie od stopnia skomplikowania i przeznaczenia składa się z dwóch zasadniczych części: nadawczej – obsługiwanej przez modelarza i odbiorczej – znajdującej się w modelu. Nadajnik służy do zamiany manualnych poleceń, wydawanych przez sterującego, na wartości elektryczne i wysłania ich do odbiornika drogą radiową. Część odbiorcza składająca się z odbiornika, mechanizmów wykonawczych i układu zasilania służy do odebrania i wykonania poleceń wysłanych z nadajnika. Odbiornik wzmacnia sygnał radiowy i w odpowiedniej formie przekazuje do mechanizmów wykonawczych. Mechanizmy realizują rozkazy wysyłane przez nadajnik i uruchamiają poszczególne czynności w modelu. Rodzaj, budowa i parametry techniczne mechanizmów wykonawczych decydują o przeznaczeniu całego urządzenia. Są one, z uwagi na skomplikowaną i precyzyjną budowę mechaniczną najtrudniejszym elementem do wykonania w warunkach amatorskich. Dlatego też nasze propozycje będą dotyczyły tylko tych najprostszych i nadających się do wykorzystania w modelach pływających z napędem mechanicznym i żaglowym, do modeli samochodów, oraz ewentualnie modeli szybowców. Wymagania w stosunku do mechanizmów stosowanych w modelach samolotów są na tyle wysokie, że przekraczają możliwości wykonawcze przeciętnego majsterkowicza.

Oczywiście urządzenie, tzn. nadajnik, odbiornik i mechanizmy wykonawcze wymagają zasilania. Jako zasadę należy przyjąć, że zadanie to będą spełniać pakiety akumulatorów Ni-Cd o odpowiednim napięciu i pojemności.



Rys. 2 Schematy elektryczne a) manipulatora, b) przełącznika rewersów, c) przełącznika rozkazów

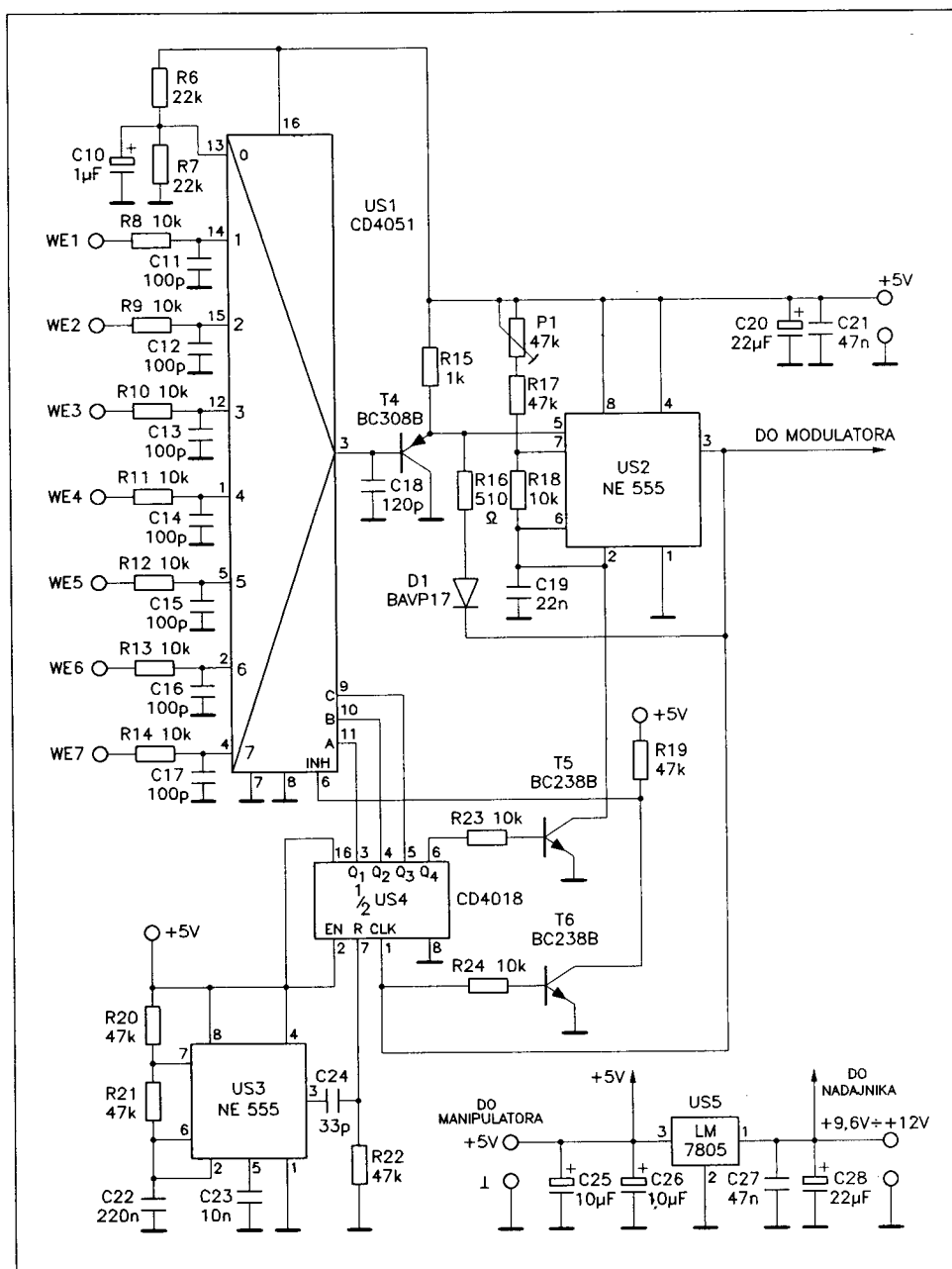
Budowę całego systemu, ze względu na stopień komplikacji, podzielimy na dwa etapy. Pierwszym elementem jest nadajnik. Za pomocą potencjometrów zaopatrzonych w dźwignie (drażki) następuje zamiana wychYLENIA tych dźwigni na wielkości elek-

tryczne. Przykłady rozwiązań elektrycznych zamieszczono na rysunku 2. W urządzeniach zdalnego sterowania wykorzystuje się niewielki wycinek drogi suwaka potencjometru (obrót o ok. $30 \div 45^\circ$). W skład jednego manipulatora wchodzi trzy potencjometry: „D”, „T”, „W”. Do osi potencjometru „D” przymocowana jest dźwignia manipulatora (drażka). Przy pomocy drażki steruje się modelem. Potencjometr „T”, to tzw. trymer umożliwiający, przy środkowym ustawieniu drażki, ustawienie serwomechanizmu w pozycji neutralnej (środkowej). Natomiast potencjometr „W”, to regulator wychYLENIA. Od jego ustawienia zależy maksymalne wychYLENIE serwomechanizmu, przy skrajnym położeniu drażki. System potencjometrów manipulatora umożliwia otrzymywanie na wyjściu układu napięcia stałego, którego wartość zależy od wychYLENIA drażki. Przy zasilaniu układu napięciem $+5\text{ V}$ napięcia wyjściowe zawierają się w granicach $2,0 \div 3,0\text{ V}$, co jest wartością typową w urządzeniach do zdalnego sterowania. Na rys. 2b pokazano przełącznik „rewersów” umożliwiający zmianę kierunków regulacji. Przełącznik włącza się pomiędzy napięcie zasilające manipulator, a układ potencjometrów. Napięcia stałe z wyjść manipulatorów sterują pracą szyfratora. W opisywanej aparaturze możliwe jest podłączenie siedmiu manipulatorów. Jednakże taka sytuacja jest wymagana bardzo rzadko.

Kanały proporcjonalne mogą także być wykorzystywane do wysyłania rozkazów typu włącz/wyłącz. W takim przypadku jeden kanał umożliwia przesłanie dwóch rozkazów, pod warunkiem że nie są one wysyłane równocześnie. Do wysyłania tych rozkazów przeznaczony jest trzypozycyjny przełącznik dźwignikowy WŁ1 (rys. 2c). W środkowej pozycji w kanale nie jest wysyłany żaden rozkaz (wszystkie styki są rozwarne), napięcie na wyjściu wynosi $2,5\text{ V}$. Natomiast w pozycji górnej (zwarte styki 1-2) wysyła się rozkaz „włącz”, a w dolnej (zwarte styki 2-3) rozkaz „wyłącz”. Dla rozkazu „włącz” napięcie na wyjściu wynosi $3,0\text{ V}$, a dla rozkazu „wyłącz” $2,0\text{ V}$. Podobnie jak wyjścia manipulatorów, wyjścia przełączników rozkazów doprowadzone są do wejść szyfratora.

Zadaniem szyfratora jest zamiana napięć doprowadzanych z manipulatorów, lub przełączników rozkazów na występujące kolejno po sobie impulsy. Szerokość poszczególnych impulsów zależy od wartości napięć doprowadzonych do wejść szyfratora. Liczba impulsów odpowiada liczbie kanałów w układzie.

Jako standardową przyjmuje się długość impulsu 1,5 ms, co odpowiada napięciu 2,5 V na wejściu szyfratora. Przy wzroście napięcia do 3,0 V impuls ulega wydłużeniu do 2,0 ms, a przy obniżeniu do 2,0 V impuls skraca się do 1,0 ms. po wystąpieniu całej paczki impulsów z zaszyfrowanymi rozkazami zostaje wysłany dłuższy impuls synchronizacji. Czas trwania tego impulsu nie jest ściśle określony i zależy od napięć sterujących na wejściach szyfratora. Cała sekwencja impulsów trwa ok. 20 ms, po czym jest powtarzana. Można nabyć gotowy układ scalony szyfratora, lecz niestety jest on bardzo drogi (ok. 40 zł) i trudno dostępny. Dlatego też nasze rozwiązanie opiera się na elementach tanich i ogólnie dostępnych.



Rys. 3 Schemat ideowy szyfratora

Opis układu szyfratora

W szyfratorze zastosowano multiplexer analogowy 4051 (US1). Do siedmiu wejść multiplexera doprowadzane są napięcia z manipulatorów, lub przełączników rozkazów. O tym które wejście multiplexera jest w danej chwili połączone z wyjściem decyduje licznik 4018 (US4). Założmy, że licznik ustawiony jest w stan 0001. Wtedy na wyj-

ście multipleksera (nóżka 3 US1) doprowadzone jest napięcie z wejścia WE1. Napięcie to za pośrednictwem wtórnika emiterowego T4 doprowadzone jest do nóżki 5 układu tajmera 555 (US2). Wtórnik emiterowy zapewnia małą impedancję konieczną do właściwego sterowania układem US2, a ponadto przesuwa poziom napięcia wejściowego o stałą wartość +0,6 V. Tajmer US2 pracuje w układzie generatora astabilnego o modulowanej szerokości impulsów wyjściowych.

Napięcie modulujące doprowadzone jest z emitera tranzystora T4. W fazie pierwszej generacji impulsu kondensator C19 ładowany jest do wartości napięcia doprowadzonego do nóżki 5 US2. W czasie ładowania kondensatora wyjście (nóżka 3 US2) tajmera jest w stanie wysokim. W chwili gdy napięcia zrównają się, wewnętrzny przerzutnik w układzie rozpoczyna fazę rozładowywania kondensatora. Wyjście tajmera US2 zmienia swój stan na niski. Powoduje to, za pośrednictwem negatora zbudowanego na tranzystorze T6 doprowadzenie wysokiego stanu na wejście INHIBIT (nóżka 6) układu multipleksera US1. Sprawia to, że napięcie z manipulatora przestaje być doprowadzane do wejścia modulującego (nóżka 5 US2). Na wejściu tym ustala się napięcie stałe wynikające z wartości elementów R15, R16 i rezystancji wewnętrznego dzielnika tajmera. Napięcie to wynosi ok. 1,1 V.

Dokończenie tekstu

na str. 2



Dla krótkofalowców, użytkowników CB i UKF-owców:

POTRÓJNE TRANSCEIVERY DIGITAL 942.

Wszystkie rodzaje emisji, zakresy od 20 kHz ÷ 31,7 MHz, 50 ÷ 60 i 140 ÷ 150 MHz.

Cena: 1520 zł.



STEROWNIKI MIKROPROCESOROWE

1. Kolorowych tablic świetlnych z płynącymi napisami, dźwiękiem i klawiaturą;
2. Transceivera DIGITAL 942;
3. Do transceiverów z p.cz. 9 MHz (np. SP 5 WW) – właściwości sterowania jak w DIGITAL 942 (między innymi syntezerem SAA 1057 i cyfrową skalą);
4. klucza elektronowego (Praktyczny Elektronik 5 i 6/93).

Sterowniki ze schematami aplikacyjnymi i instrukcjami obsługi. Ceny 150÷170 zł.



SUPER NOWOŚĆ DLA RADIOAMATORÓW!

Zestawy do samodzielnego montażu transceiverów DIGITAL 942.

W skład zestawu wchodzi: uruchomiony sterownik mikroprocesorowy, płytki drukowane, komplet dokumentacji (razem z instrukcją uruchamiania), komplet cewek, elementy nietypowe. Cena zestawu podstawowego – 350 zł.



SUPER NOWOŚĆ!

w związku z pojawieniem się na rynku różnego rodzaju urządzeń podsłuchowych, proponujemy:

WYKRYWACZE wszelkich radiowych urządzeń podsłuchowych.

- mieszczą się w dłoni
- lokalizują miejsce ukrycia podsłuchu
- zakres pracy od fal krótkich, aż do kilku GHz (przetestowano do 3 GHz)
- absolutna prostota obsługi – jeden przycisk
- przydatne w biznesie i nie tylko... Domyśl się sam...
- cena promocyjna 85 zł!
- dla sklepów radiowych, sklepów CB, sklepów z zabezpieczeniami – ceny negocjowane.

Informacje (gratis): V-Electronics ul. Sucharskiego 17, 65-001 Zielona Góra tel/fax 26-67-55
Prowadzimy także sprzedaż wysyłkową za zaliczeniem pocztowym.

AKUSTYCY

PLYTY, KITY, URUCHOMIONE URZĄDZENIA

Oscyloskop 20 MHz, generator AM/FM z PLL i wobulatorem 200 MHz, częstotliwościomierz 200 MHz, dzielnik 1:100/1,5 GHz, dipmeter 200 MHz, zasilacz impulsowy 12 V/20 A, transceiver KF SSB/CW, wzmacniacz UKF 150 W, wykrywacz metali VLF 2 m, wzmacniacz m.cz. HexFet 100 W, oraz ponad 300 innych urządzeń.

OBNIŻKA CEN, ZAWSZE AKTUALNE
NOWY KATALOG - KOPERTA + ZNACZEK 2 zł
PEP WROCŁAW 17 Skr. Pocz. 1625

SAM WYKONASZ OBWODY DRUKOWANE

Zestaw (laminat, wytrawiacz, instrukcja)
cena 4,50 zł + opłaty pocztowe.

Płatne za zaliczeniem pocztowym.

Oferuję sam laminat jedno- i dwustronny.
Chlorek żelazowy i pisaki do wykonania obwodów drukowanych. Katalog bezpłatnie.

Pracownia Elektroniczna
skr. poczt. 344, 90-950 Łódź - 1

zawsze aktualne!

Mikroszpieg z odbiornikiem – 30 zł
Zdalnie sterowany, kodowany
włączany na pilota dwukanałowy – 80 zł
Samochodowy wzmacniacz 2x50 W – 50 zł
Autoalarm włączany pilotem (kodowany) – 120 zł
Oraz zestawy do samodzielnego montażu i wiele innych. Płatne przy odbiorze.
Szczegółowa oferta koperta + znaczek

MN

ul. Al. Rzeczypospolitej 100/2
59-220 LEGNICA
tel. 076 - 60-16-19 od 10⁰⁰-16⁰⁰

Amiga i C64

Katalogi tranzystorów, Testy TV, Pilot Test, Fonty download i do GEOSa, symulatory układów cyfrowych i inne programy nie tylko dla elektroników.
Info druk – 2 znaczki.
Info dysk – dysk + 3 znaczki lub przekazem 3 zł C64. 4 zł Amiga.

ELKO ul. Sportowa 20
11-200 Bartoszyce

Końcówki mocy m.cz., uruchomione płytki zasilaczy stabilizowanych
informacje (0-50) Tel/Fax 32-81-81

VOLUMEN

Księgarnia Elektroniki i Informatyki

ul. Siemiradzkiego 3

60-763 POZNAŃ

tel. 66-51-12 w 14

Charakterystyka:

Literatura, katalogi,

instrukcje serwisowe, schematy, programy shareware, kit'y.

Sprzedaż stacjonarna i wysyłkowa.

W „Praktycznym Elektroniku” wysyłkowa sprzedaż elementów

Sprzedaż wysyłkowa prowadzona jest w ścisłej współpracy z redakcją „Praktycznego Elektronika” przez firmę LARO S.C. Asortyment elementów obejmuje wszystkie urządzenia publikowane na łamach „Praktycznego Elektronika”. Szczegółowy wykaz elementów, wraz z cenami można znaleźć w numerze 12/95 PE na stronach I-IV (wkładka).

Płytki drukowane i zaprogramowane EPROMY można zamawiać wyłącznie w redakcji PE

W zamówieniach prosimy podać informację, czy w przypadku braku którejś z pozycji zamówienie można zrealizować częściowo.

LARO S.C.
65-958 ZIELONA GÓRA
skr. poczt. nr 149